

Universidade de Brasília – UnB
Campus Gama – FGA
Engenharia Eletrônica

**TRANSMISSÃO DE ENERGIA SEM FIO
PARA CIRCUITOS DE CORRENTE CONTÍNUA, COM ESTUDO DE CASO
EM ALIMENTAÇÃO INSTANTÂNEA DE MOUSES**

ELPIDIO CANDIDO ARAÚJO

Orientador: Dr. SÉBASTIEN ROLAND MARIE JOSEPH RONDINEAU
Coorientador: Dr. CRISTIANO JACQUES MIOSSO



UNB – UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA

FGA – FACULDADE GAMA

ENGENHARIA ELETRÔNICA

**TRANSMISSÃO DE ENERGIA SEM FIO PARA CIRCUITOS DE CORRENTE
CONTÍNUA, COM ESTUDO DE CASO EM ALIMENTAÇÃO INSTANTÂNEA
DE *mouses***

ELPIDIO CANDIDO ARAÚJO

ORIENTADOR: SÉBASTIEN ROLAND MARIE JOSEPH RONDINEAU

CO-ORIENTADOR: CRISTIANO JACQUES MIOSSO

**TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO
ENGENHARIA ELETRÔNICA**

BRASÍLIA/DF, JUNHO DE 2019

UNB – UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
FGA – FACULDADE GAMA
ENGENHARIA ELETRÔNICA

TRANSMISSÃO DE ENERGIA SEM FIO PARA CIRCUITOS DE CORRENTE
CONTÍNUA, COM ESTUDO DE CASO EM ALIMENTAÇÃO INSTANTÂNEA
DE *mouses*

ELPIDIO CANDIDO ARAÚJO

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO SUBMETIDO À FACULDADE UNB GAMA DA
UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA, COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A
OBTENÇÃO DO GRAU DE BACHAREL EM ENGENHARIA ELETRÔNICA

APROVADA POR:

Prof. Sébastien Roland Marie Joseph Rondineau
(Orientador)

Prof. Cristiano Jacques Miosso
(Coorientador)

Prof. Wellington Avelino do Amaral, PhD

Prof. Leonardo Aguayo, PhD

FICHA CATALOGRÁFICA

ARAÚJO, ELPIDIO CANDIDO

Transmissão de energia sem fio para circuitos de corrente contínua, com estudo de caso em alimentação instantânea de mouses,[Distrito Federal], 2019.

78p., 210 × 297 mm (FGA/UnB Gama, Bacharelado em Engenharia Eletrônica, 2019).

Trabalho de Conclusão de Curso, Faculdade UnB Gama, Engenharia Eletrônica

- | | |
|-----------------------------------|---------------------|
| 1. Transmissão de Energia Sem Fio | 2. Antenas |
| 3. Rectennas | 4. Telecomunicações |
| I. FGA UnB/UnB. | II. Título (série) |

REFERÊNCIA

ARAÚJO, ELPIDIO CANDIDO (2019). Transmissão de energia sem fio para circuitos de corrente contínua, com estudo de caso em alimentação instantânea de *mouses*. Trabalho de Conclusão de Curso, Engenharia Eletrônica, Faculdade UnB Gama, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 78p.

CESSÃO DE DIREITOS

AUTOR: Elpidio Candido Araújo

TÍTULO: Transmissão de energia sem fio para circuitos de corrente contínua, com estudo de caso em alimentação instantânea de *mouses*

GRAU: Bacharel em Engenharia Eletrônica

ANO: 2019

É concedida à Universidade de Brasília permissão para reproduzir cópias desta monografia de conclusão de curso e para emprestar ou vender tais cópias somente para propósitos acadêmicos e científicos. O autor reserva outros direitos de publicação e nenhuma parte desta monografia pode ser reproduzida sem a autorização por escrito do autor.

*”Se um dia tiver que escolher entre o mundo e o amor lembre-se: se escolher o mundo
ficará sem o amor, mas se escolher o amor com ele você conquistará o mundo.”*
(Albert Einstein)

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus. Agradeço a minha família pelo apoio. Principalmente a minha mãe por sempre me ajudar e estar ao meu lado durante todos os momentos.

Agradeço aos meus amigos Luana, Vitor Carvalho, Vitor Batalha, Aubani, Helton, Filipe Freitas, Kewin, Rodrigo, Daniele, Julie, Jessica, Abraão, Matheus Pereira, Daniel, Brenda, Híterson, Nauam, Ana Paula, Breno, Bruno Carvalho, Arthur, entre outros amigos que me ajudaram a chegar até aqui e por todos os momentos que passamos durante esses anos.

Agradeço também ao Prof. Dr. Sébastien Roland Marie Joseph Rondineau além da orientação, por todos os aprendizados e oportunidades e pela paciência. Ao Prof. Cristiano Jacques Miosso pela paciência, por ter acreditado no trabalho, por todo o apoio em todos os momentos.

Agradeço também a Prof. Dra. Suélia de Siqueira Rodrigues Fleury Rosa por todo o apoio e ajuda mesmo nos momentos mais difíceis.

Agradeço a minha namorada Regina pelo companherismo e apoio em todos os momentos.

Agradeço a todos que de alguma maneira me ajudaram a chegar onde eu estou e fizeram parte desse momento.

RESUMO

Com o crescimento do consumo de dispositivos eletrônicos, principalmente por conta da Internet das coisas (IoT, do inglês *Internet of Things*), buscam-se meios alternativos para carregamento desses aparelhos, o que atualmente é feito por meio de pilhas e baterias. A transmissão de energia sem fio é uma tecnologia promissora que permite que usuários energizem dispositivos de maneira prática e confortável, além do fato de que contribui com o meio ambiente, já que permite a eliminação de pilhas e baterias.

Existem várias técnicas para transmissão de energia sem fio, como por indutância, por *laser* e por microondas utilizando antenas. A transmissão por microondas é feita utilizando uma fonte transmissora e um receptor que consiste em uma antena, um circuito de casamento de impedância e um circuito retificador, denominado *rectenna*. Esse sistema tem geração de energia geralmente entre micro a mili watts, o que possibilita carregar pequenos dispositivos.

Neste trabalho foi proposto, implementado e avaliado um sistema baseado em *rectenna* compacta, utilizando antena quadrada de microfita, e em um circuito retificador com configuração de dobrador de tensão com base em diodos em paralelo. O dobrador de tensão visa o aumento da eficiência de conversão de energia de Radiofrequência (RF) em energia contínua (DC, do inglês *Direct Current*), com respeito a uma solução com diodo único. O circuito foi projetado e construído para funcionar em uma frequência central de 2,4 GHz com um substrato de FR-4, a carga foi um *mouse*, que foi utilizado como estudo de caso. A antena escolhida foi uma antena de microfita de mesmo substrato do circuito, com alimentação por fenda.

Para avaliação do sistema, foram realizadas simulações bem como a montagem do circuito completo projetado, seguida de ensaios em laboratório. As simulações foram baseadas nos programas SPICE[®], ADS[®] e MatLab[®], para análise dos circuitos, e no programa HFSS[®] para análise de desempenho da *rectenna*.

Em simulação o sistema alcançou uma eficiência máxima de 50 % e no circuito fabricado uma eficiência de 5 %. A antena foi projetada para uma largura de banda de 250 MHz com coeficiente de reflexão abaixo de -15 dB, e os resultados experimentais indicaram uma banda de 250MHz com coeficiente de reflexão acima de -7.3 dB. Essas discrepâncias se dão provavelmente pelas tolerâncias nas especificações dos dispositivos utilizados, pela inclusão de um resistor no divisor de potência Wilkinson e pelas perdas na transição entre o conector e o circuito.

Futuramente, será feita uma avaliação da eficiência com a remoção do resistor no divisor de potência Wilkinson. Além disso, será implementado um transmissor também com a frequência de 2,4 GHz e com a potência de 30 dBm, bem como um transmissor controlado para transmissão da energia necessária para alimentação do circuito. Isso deverá aumentar a eficiência do sistema completo.

Palavras-chave: transmissão de energia sem fio, *rectenna*, eficiência, prototipagem de circuito, carregamento de *mouse* sem fio.

ABSTRACT

With the increase of the electronic device consumption, primarily due to the Internet of Things (IoT), some effort has been applied to find new alternatives of charge of these devices. The wireless energy transmission is a promising technology that allows the users to charge their devices practically and comfortably, beyond the fact by the elimination of batteries.

There are diverse techniques of wireless energy transmission, such as by inductance, by laser and by microwaves using antennas. The microwave transmission uses a transmitter source and a receiver that consists of an antenna, an impedance matching circuit, and a rectifier circuit, so-called rectenna. This system has the capability of energy generation between micro and milliwatts, which allows the charge of small devices.

In this work, it was proposed the implementation and evaluation of a compact rectenna based system. It was utilized a square microstrip antenna and a rectifier circuit with the configuration of a voltage doubler based on parallel diodes. The voltage doubler aims the increase of the efficiency in the conversion of the Radio Frequency (RF) energy into direct current (DC), concerning a solution with a single diode. The circuit was projected and built to work a central frequency of 2.4 GHz with a substrate of FR-4, the load was a mouse, as a case study. The antenna selected was an antenna of microstrip with the same substrate of the circuit and the aperture-coupled feeding.

Simulations and laboratory tests were done to evaluate the system. The simulations were based on SPICE and ADS. For the circuit analysis, it was used the Matlab, and for the study of the rectenna performance the HFSS. By simulation, the system reached a maximum efficiency of 50% while the prototype 5%. The antenna was projected to a bandwidth of 250 MHz with a reflection coefficient lower than -15 dB. The experimental results revealed a bandwidth of 250 MHz and a reflection coefficient higher than -7.3 dB. These differences could exist due to the tolerances in the specification of the used devices, the insertion of the resistor in the Wilkinson power divider, and the losses in the transmission between the connector and the circuit.

Future works consist of an efficiency analysis with the removal of the resistor in the Wilkinson power divider, implementation of a transmitter with the frequency of 2.4 GHz and a power of 30 dBm and also a controlled transmitter for the transmission of the necessary energy to the source circuit. This can improve the efficiency of the complete system.

Keywords: wireless power transmission, rectenna, efficiency, circuit prototyping, charging wireless mouse.

SUMÁRIO

1	Introdução	1
1.1	Contextualização	1
1.2	Motivação e Proposta de pesquisa	3
1.3	Objetivo Geral	3
1.3.1	Objetivos Específicos	3
2	Fundamentação teórica e Estado da Arte	5
2.1	Técnicas de transmissão de energia sem fio	5
2.1.1	Acoplamento Magnético	5
2.1.2	Acoplamento Magnético Ressonante	7
2.1.3	Microondas	9
2.1.4	<i>Laser</i>	10
2.2	Retificador	11
2.2.1	Diodo de Schottky	12
2.2.2	Multiplicadores de Tensão	16

2.3	Antena	17
2.3.1	Parâmetros de um antena	18
2.3.2	Antena de microfitas	21
3	Desenvolvimento de um sistema baseado em rectenna	28
3.1	Software	29
3.2	Parâmetros do Projeto	29
3.3	Circuito Retificador Ideal	31
3.3.1	Escolha do diodo	31
3.3.2	Escolha da topologia	33
3.3.3	Dobrador de tensão com diodos em paralelo	34
3.4	Circuito com linha de transmissão	37
3.4.1	Divisor de Potência Wilkinson	38
3.4.2	Diodo Zener	39
3.5	Limites de Fabricação e Substrato	42
3.6	Escolha de componentes	44
3.7	Circuito retificador microfitas	46
3.7.1	Casamento de impedância	50
3.8	<i>Layout</i> e Simulação eletromagnética	52

3.9	Projeto da Antena <i>Patch</i>	55
3.9.1	<i>Design</i> da antena	55
3.9.2	Simulação	56
4	Fabricação e medição	62
4.1	Circuito Retificador	62
4.2	Antena	66
4.3	Rectenna	68
5	Conclusão	72
6	Trabalhos Futuros	73

LISTA DE TABELAS

2.1	Comparativo de estudos feitos baseado em <i>rectennas</i>	10
3.1	Parâmetros de diodo de acordo com as especificações do fabricante	32
3.2	Valores de impedância e eficiência	39
3.3	Valores iniciais da antena.	56
3.4	Valores da antena após a otimização.	57
4.1	Valores dos testes de eficiência com distâncias variadas em função da potência entregue ao circuito.	71

LISTA DE FIGURAS

- 2.1 Divisão dos métodos de transmissão de energia sem fio que são utilizados atualmente. A transmissão feita por indução é realizada em faixas de frequência menor porém com potências maiores do que as transmissões feitas por radiação eletromagnética, no entanto essa tecnologia tem a vantagem de carregamento para distâncias maiores do que a indutiva. Adaptado [1]. 6
- 2.2 Esquemático de um sistema de transmissão de energia por acoplamento magnético. Onde um fonte com uma determinada potência e frequência alimenta a bobina L_1 , criando um campo magnético que gera uma corrente na bobina L_2 , passa por um retificador e por sua vez alimenta uma carga. 7
- 2.3 Esquemático de um circuito com acoplamento magnético ressonante. A fonte manda energia para o capacitor C_1 e a bobina L_1 que formam um oscilador fazendo com que a energia ressoe em uma determinada frequência que por acoplamento magnético gera uma corrente no outro oscilador formado por C_2 e L_2 de valor semelhante ao primeiro oscilador, ressonando na mesma frequência, logo após a energia passa por um retificador e alimenta uma carga. 7

2.4	Experimento feito no MIT utilizando acoplamento magnético ressonante utilizando duas bobinas a uma distância de 2 m, no experimento foi possível ascender uma lâmpada de 60 W com uma eficiência de transmissão de 40 %. Fonte: [2].	8
2.5	Diagrama básico de um sistema de transmissão e recepção de energia por microondas. O circuito transmissor irradia o sinal RF e o circuito transmissor capta essa energia, retificando e alimentando a carga.	9
2.6	Rover autônomo alimentado por um <i>laser</i> . A fonte, o <i>laser</i> , manda o sinal direcional para as células que capta, depois retifica e por fim alimenta o carro . Fonte: [3].	11
2.7	Sinal RF sendo convertido em sinal DC. O gráfico acima mostra o sinal no tempo antes e depois de passar pelo retificador, onde é possível notar que o sinal fica contínuo. Já no gráfico abaixo mostra a retificação no domínio da frequência, onde após o sinal entrar na frequência que foi emitida e após passar pelo retificador, vai para a frequência zero, ou seja, sinal DC. Fonte: [4]	12
2.8	Estrutura física de um diodo de Schottky. Adaptado de [5].	13
2.9	Comparativo entre um diodo comum e um diodo de Schottky. Pode-se notar que a tensão de condução do diodo de Schottky é menor do que a de um diodo comum, devido ao contato metal-semicondutor, além de uma capacitância de junção C_j menor. Fonte: [5]	14

2.10	Modelo equivalente de circuito de um diodo de Schottky. As variáveis L_s , C_p aparecem devido ao encapsulamento do diodo, já R_s é a resistência de contato e $R_j(V)$ e $C_j(V)$ são os efeitos da junção do diodo. A não linearidade do diodo faz o casamento de impedância ser extremamente difícil.	15
2.11	Esquemático de um circuito retificador dobrador de tensão. Quando V_{in} é negativa, o diodo D_2 conduz, o que permite o carregamento de C_1 e o diodo D_1 fica em corte. Já quando V_{in} está no semicírculo positivo o capacitor C_1 funciona como uma fonte de tensão em série com V_{in} , fazendo com que a tensão de entrada seja dobrada.	17
2.12	Configuração de dois estágios de multiplicador de tensão Villard e Dickson. A diferença entre eles se dá pelo fato da conexão do próximo estágio está ligado em série na configuração de Villard e em paralelo na configuração de Dickson. Esses multiplicadores podem ter n estágios.	17
2.13	Sistema de coordenadas esféricas, utilizados no diagrama de radiação para análise das propriedades de radiação de antena. Fonte: [6]	18
2.14	Circuito equivalente de uma antena, onde R_{rad} e R_{loss} são as perdas reais da antena e X é a reatância.	21
2.15	Estrutura de uma antena de microfita, composta por um plano de terra, o substrato que dependendo do material muda o ε_r e tem sua altura também é variável dependendo da disponibilidade, a antena e sua linha de alimentação. Adaptado de [5].	22
2.16	Formas geométrica típicas de antenas de microfita. Adaptado de [5]. . . .	22

2.17	Linhas de campo elétrico em uma antena de microfita, onde nas bordas podemos verificar o aparecimento de franjamento. Adaptado de [5]. . . .	23
2.18	Constante dielétrica efetiva (ε_{eff}) para uma linha de microfita. A constante dielétrica efetiva ocorre pelo fato da estrutura não ser homogênea e ter dois dielétricos, como o substrato e o ar por exemplo. Adaptado de [5]. . . .	23
2.19	Métodos utilizados para alimentação de uma microfita. Adaptado de [5].	25
2.20	Alimentação por fenda. Adaptado de [5].	26
3.1	Diagrama de blocos de uma rectenna.	28
3.2	Comparação da eficiência dos modelos pesquisados de diodo de Shottkly para uma faixa de potência de 12 dBm a 20 dBm na frequência de 2.4GHz.	32
3.3	Esquemático de um circuito dobrador de tensão.	33
3.4	Comparação da eficiência V_{out} de três circuitos multiplicadores, para um entrada P_{in} variando de -5 dBm a 30 dBm.	34
3.5	Circuito dobrador de tensão com associação de diodos em paralelo. . . .	35
3.6	Comparação da eficiência do circuito dobrador de tensão e o circuito modificado.	36
3.7	Circuito dobrador de tensão com associação de diodos em paralelo. . . .	37
3.8	Modelo do divisor de potência Wilkinson de 3 entradas.	38
3.9	Circuito retificador com a adição do Divisor de Potência Wilkinson. . . .	39

3.10	Circuito retificador com a adição do Zener. Nota-se que houve uma perda a após a adição do componente, devido ao fato dele limitar a tensão e corrente que chega na carga.	40
3.11	Esquemático do circuito retificador com a adição do Zener.	41
3.12	Ferramenta <i>LineCalc</i> utilizada para calcular as linhas do circuito microfita. Nesse caso foi calculado a menor impedância que o circuito retificador poderia ter dentro dos limites de fabricação.	44
3.13	Dimensões típicas de um SMD 0402.	45
3.14	Dimensões típicas de um SOT23.	45
3.15	Dimensões típicas de um SOD323.	45
3.16	Dimensões de um Conector SMA 3011.	46
3.17	Linha de microfita.	46
3.18	Esquemático do circuito de microfita feito no software <i>ADS</i>	48
3.19	Esquemático do circuito de microfita feito no software <i>ADS</i>	49
3.20	Impedância de entrada para a potência P_{in} 12 dBm a 20 dBm e frequência fixada em 2.4 GHz.	50
3.21	Carta de smith do circuito retificador. Em azul mostras as frequências de 2 GHz a 3 GHz e em vermelho mostra a faixa de potência de 12 dBm a 20 dBm.	51
3.22	Eficiência do circuito microfita após o casamento de impedância.	51

3.23	Eficiência alcançada após a simulação eletromagnética, a eficiência teve uma diminuição devido as perdas por radiações parasíticas e da trilha. .	52
3.24	Tensão DC obtida do circuito eletromagnético para uma faixa de potência de entrada de 12 dBm a 20 dBm.	53
3.25	Corrente DC obtida do circuito eletromagnético para uma faixa de potência de entrada de 12 dBm a 20 dBm.	53
3.26	Carta de <i>Smith</i> após a simulação do circuito eletromagnético. Em azul mostra a carta para a faixa de frequência de 2 GHz a 3 GHz, já a em vermelho mostra para mostra a carta para a faixa de potência de entrada que varia de 12 dBm a 20 dBm.	54
3.27	<i>Layout</i> final do circuito, feito no software <i>ADS</i>	54
3.28	Vista lateral e configuração das multicamadas da antena, que terá um espaçador de 6 mm para aumentar o ganho da antena e um parasita para melhorar a largura de banda.	55
3.29	Vistas da antena simulada.	58
3.30	Vista isométrica da antena no software <i>HFSS</i>	58
3.31	Gráfico do coeficiente de reflexão da antena após a otimização, onde a largura de banda da antena é de 10.41 % abaixo de -15 dB.	59
3.32	Parâmetro S11 simulado da antena após a otimização.	59
3.33	Padrão de radiação da antena em 2D, simulado ganha e diretividade, onde o ganho máximo da antena é de 8 dBi e a diretividade máxima de 8.8 dBi.	60

3.34	Diagrama de radiação do plano elétrico, onde em vermelho é a polarização principal e em azul a polarização cruzada.	60
3.35	Diagrama de radiação do plano magnético, onde em vermelho é a polarização principal e em azul a polarização cruzada.	61
4.1	<i>Layout</i> do circuito com as disposições dos componentes no software <i>altium</i> antes da fabricação.	62
4.2	Imagem do lado esquerdo mostra a vista superior do circuito e do lado direito mostra a vista inferior.	63
4.3	Montagem do circuit com a USRP para os testes de caracterização do circuito.	63
4.4	Tensão medida no <i>mouse</i> com uma potência de entrada no circuito retificador de 20 dBm.	64
4.5	Corrente medida no <i>mouse</i> com a potência de entrada de 20 dBm.	65
4.6	Teste realizado com um LED vermelho, ligando no circuito retificador e uma carga de 100 Ω	66
4.7	Vistas da antena fabricada, a antena foi feita utilizando o processo de <i>Dry Film</i>	67
4.8	Montagem da antena com o VNA para caracterização da antena, onde serão extraídos o S11.	68
4.9	S11 medido com o VNA, nota-se que a bucla aumentou em comparação com o valor simulado.	68

4.10	Coeficiente de reflexão medido. O valor ficou acima do simulado para a faixa de frequências considerada, sendo que o ponto de mínimo se deu próximo à frequência de 2.6 GHz.	69
4.11	Protótipo completo para os testes de caracterização.	70
4.12	Montagem do circuito para testes a uma distância de 30 cm.	70
4.13	Gráfico da distância em que a <i>rectenna</i> capta energia do transmissor em função da potência convertida em DC pelo circuito. Conforme a distância aumenta, o circuito capta e converte menos energia, diminuindo a eficiência. 71	71

LISTA DE SÍMBOLOS, NOMENCLATURAS E ABREVIACÕES

<i>ADS</i>	–	<i>Advanced Design System</i>
<i>DC</i>	–	<i>Direct Current</i>
<i>EV</i>	–	<i>Electric Vehicle</i>
<i>FR-4</i>	–	<i>Flame Retardant 4</i>
<i>IoT</i>	–	<i>Internet of Things</i>
<i>Laser</i>	–	<i>Light Amplification Stimulated Emission of Radiation</i>
<i>LED</i>	–	Diodo Emissor de Luz
<i>LSSP</i>	–	<i>Large-Signal S-Parameter</i>
<i>HB</i>	–	<i>Harmonic Balance</i>
<i>HFSS</i>	–	<i>High Frequency Structure Simulator</i>
<i>IPT</i>	–	<i>Indutance Power Transmission</i>
<i>ISM</i>	–	<i>Industrial Sientific and Medical</i>
<i>JAXA</i>	–	<i>Japan Aerospace Exploration Agency</i>
<i>NASA</i>	–	<i>National Aeronautics and Space Administation</i>
<i>MPT</i>	–	<i>Microwave Power Transmission</i>
<i>PCB</i>	–	Placa de Circuito Impresso
<i>RDS</i>	–	Radio Definido por Software
<i>RF</i>	–	Radiofrequência
<i>RFID</i>	–	Identificação por Radiofrequência
<i>TULIP</i>	–	Transporte Urbano Individual e Público
<i>SMA</i>	–	<i>SubMiniature version A</i>
<i>SMD</i>	–	<i>Surface Mounting Device</i>

<i>SOD</i>	–	<i>Small-outline diode</i>
<i>SOT</i>	–	<i>Small-outline transistor</i>
<i>SPS</i>	–	<i>Solar power Satellite</i>
<i>USRP</i>	–	<i>Universal Software Radio Peripheral</i>
<i>VNA</i>	–	Analisador de Rede Vetorial
<i>WPC</i>	–	<i>Wireless power consortium</i>
<i>WPT</i>	–	<i>Wireless Power Transmission</i>

1 INTRODUÇÃO

1.1 Contextualização

Para o mundo moderno, a eletricidade se tornou um bem de consumo essencial. Nos últimos anos houve um crescimento exponencial no mercado de dispositivos eletrônicos. A maioria desses dispositivos utiliza bateria, pilha ou cabos para que possa haver transferência de energia. As tecnologias de transmissão de energia sem fio (WPT, do inglês *Wireless Power Transmission*) provêm uma forma de permitir o funcionamento de circuitos elétricos e eletrônicos de diversas dimensões (incluindo equipamentos de grande porte) sem a dependência de cabos, baterias, pilhas etc [7]. Este fator representa uma importante vantagem em relação à alimentação via cabos, que geram neste contexto limitações de espaço e reduzem o conforto dos usuários.

No século XVIII, Michael Faraday realizou os primeiros experimentos de indução magnética. Em 1895, Hertz realizou experimentos para transmitir ondas eletromagnéticas a grandes distâncias, com intuito de transmitir informação [8]. Anos depois, Nikola Tesla apresentou experimentos sobre transmissão de energia sem fio na exposição de Chicago (*Chicago World Exposition*). Além disso, Nikola Tesla obteve a patente de Transmissão de Energia sem fio por meio de acoplamento magnético com indutores [9], [10].

No Japão, a tecnologia de transmissão de energia sem fio é estudada desde os anos 80 com o projeto Satélite de Energia Solar (SPS, do inglês *Solar power Satellite*), que

consistia em um satélite quem captava energia solar e transmitia para a Terra. Essas microondas eram captadas por rectennas. Estudos mostram que a eficiência de transmissão no Japão chegou a 96.5 % de eficiência [11]. Em 1987, grupo canadense conseguiu fazer um avião voar utilizando apenas transmissão de energia sem fio por microondas (MPT - do inglês *Microwave Power Transmission*) [12].

Atualmente, a WPT é utilizada para carregamento de dispositivos do cotidiano e espera-se que em 2020, 80 % das casas japonesas utilizem a tecnologia. A indústria automotiva tem desenvolvido veículos elétricos que carregam sem fio. A empresa *Hino Motors* desenvolveu um ônibus que carrega com acoplamento indutivo, outra técnica utilizada para carregamento sem fio. A *Witricity* em parceria com a *Toyota* está desenvolvendo aplicações de ressonância magnética em veículos [13]. A indústria de telefonia móvel também tem contribuído com o desenvolvimento de carregamento sem fio. A Universidade de Kyoto desenvolveu um protótipo de carregamento de celular usando microondas a 2.45 GHz. A vantagem desse tipo de carregamento é que podemos transmitir energia e informações [12].

Há ainda um consórcio o *Wireless power consortium* (WPC), criado com o objetivo de estabelecer um padrão para transmissores e receptores de energia sem fio. O WPC conta com mais de 170 empresas, como a *Apple*, *Samsung*, *Philips*, *Texas Instruments*, *Qualcomm*, entre outras [14].

A WPT também também é aplicada em sistemas de Identificação por Rádiofrequência (RFID), bem como no campo da engenharia biomédica, como é o caso de uma lente de contato para monitorar a pressão intraocular [15].

Apesar desses grandes avanços, o desenvolvimento dessa tecnologia ainda tem muitos problemas a serem discutidos como a viabilidade econômica, infraestrutura para imple-

mentação em grande escala, regulamentação, problemas técnicos de controle e padronização [13].

1.2 Motivação e Proposta de pesquisa

A maior parte dos dispositivos eletrônicos dependem de bateria ou cabos para funcionar e a transmissão de energia sem fio poderia ser uma grande evolução visto que tornaria o uso desses produtos mais confortáveis. Além disso, a WPT pode promover uma melhor preservação do meio ambiente, por dispensar o uso de pilhas e baterias. A pesquisa sobre o tema no Brasil ainda é recente e necessita de mais esforços visto que há muito a ser desenvolvido. Este trabalho propõe um sistema de colheita de energia de Rádiofrequência (RF) a partir de um transmissor desenvolvido em [16] e de energia do ambiente que opera na banda ISM de 2.4 GHz. A energia será utilizado para alimentação de um *mouse* com um circuito de baixo custo. Além disso, objetiva-se que o circuito tenha a maior eficiência possível nas condições de operação descritas.

1.3 Objetivo Geral

O objetivo deste trabalho é desenvolver um circuito que colete ondas incidentes de um transmissor e realize a conversão RF em corrente contínua (DC, do inglês *Direct Current*) possibilitando carregar um *mouse*, que será objeto do estudo de caso.

1.3.1 Objetivos Específicos

- Projeto de uma antena que realize a captação do sinal RF na frequência especificada.

- Análise e otimização de circuitos operando em RF.
- Avaliação experimental dos circuitos retificadores.
- Análise da eficiência e taxa de conversão da energia RF em DC, verificando se os dados obtidos estão de acordo com as especificações exigidas.
- Identificação, projeto e simulação computacional de antenas utilizando um software de sistemas eletromagnéticos.
- Otimização computacional da antena para valores próximos a $50\ \Omega$ de impedância.
- Avaliação experimental das antenas.
- Avaliação e validação do sistema de rectenna completo.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA E ESTADO DA ARTE

2.1 Técnicas de transmissão de energia sem fio

A expressão Transmissão de energia sem fio (WPT) engloba diversos tipos de transmissão de energia elétrica. Atualmente existem quatro métodos bastante utilizados: acoplamento magnético, acoplamento magnético ressonante, RF e *Light Amplification Stimulated Emission of Radiation (laser)*. Todos esses métodos trabalham com o mesmo princípio, utilizando ondas eletromagnéticas, porém operam em diferentes faixas de frequências. A Figura 2.1 mostra a subdivisão da tecnologia de transmissão de energia sem fio e a faixa de frequência de operação de cada uma.

2.1.1 Acoplamento Magnético

De acordo com a Lei de Ampère e a Lei de Faraday, uma corrente cria um campo magnético e um campo magnético variável recria uma corrente. Utilizando esse princípio ao aplicar uma tensão alternada em uma bobina faz obtém-se uma corrente alternada que por indutância mútua induz corrente e tensão em uma segunda bobina. A energia assim transmitida passa por um retificador e alimenta uma carga, num processo denominado transmissão de energia sem fio por indutância (IPT, do inglês *Inductance Power Transmission*) [17]. A aplicação mais conhecida de um acoplador magnético são os trans-

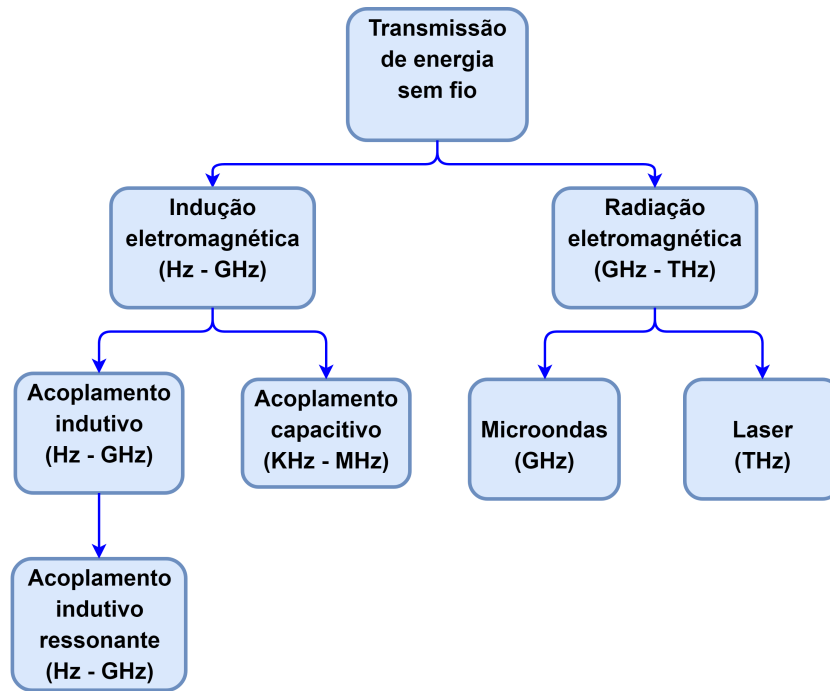


Figura 2.1. Divisão dos métodos de transmissão de energia sem fio que são utilizados atualmente. A transmissão feita por indução é realizada em faixas de frequência menor porém com potências maiores do que as transmissões feitas por radiação eletromagnética, no entanto essa tecnologia tem a vantagem de carregamento para distâncias maiores do que a indutiva. Adaptado [1].

formadores. Essa técnica é geralmente aplicada em faixas de frequências baixas de hertz (Hz) a quilohertz (kHz).

Em 1894, M. Hutin e M. Le-Blanc propuseram um circuito que alimentava um veículo elétrico (EV, do inglês *Electric Vehicle*) [18]. Nos anos 80 e 90 pesquisadores franceses e alemães conduziram um projeto chamado TULIP (Transporte Urbano Individual e Público) [19]. Essa técnica é bastante utilizada devido à sua eficiência na transmissão de energia para distâncias relativamente curtas, podendo chegar a 90 % de eficiência. A Figura 2.2 mostra o esquemático de um circuito de transmissão de energia sem fio por acoplamento magnético, onde a fonte alimenta a bobina L_1 , criando um magnético e induzindo uma corrente em L_2 . Essa energia passa por um circuito retificador que por sua vez alimenta uma carga. A eficiência diminui com a distância entre as duas bobinas e o mesmo acontece quando a frequência aumenta havendo histerese [13].

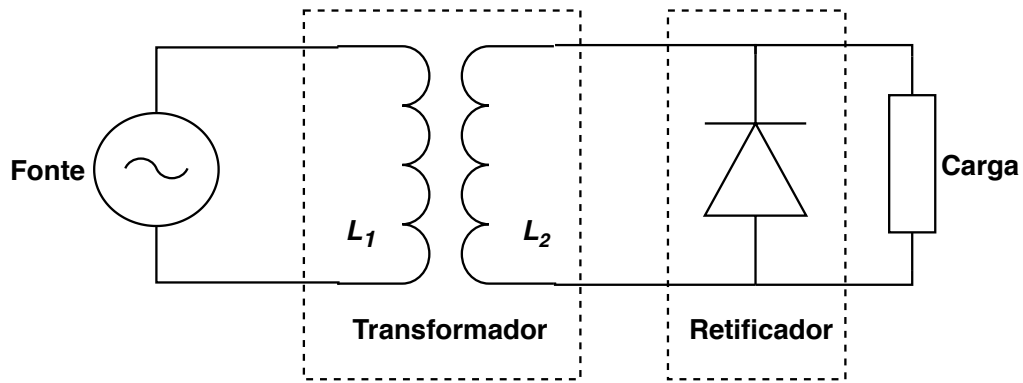


Figura 2.2. Esquemático de um sistema de transmissão de energia por acoplamento magnético. Onde um fonte com uma determinada potência e frequência alimenta a bobina L_1 , criando um campo magnético que gera uma corrente na bobina L_2 , passa por um retificador e por sua vez alimenta uma carga.

2.1.2 Acoplamento Magnético Ressonante

Esse método é uma espécie de melhoramento da técnica de acoplamento simples. Na bobina transmissora e receptora são adicionados capacitores para que haja uma ressonância entre os dois sistemas na mesma frequência. O resultado disso é um acoplamento magnético de maior intensidade e um sistema que pode operar em faixas de frequências mais altas, sendo utilizada geralmente a faixa de kHz a MHz. A Figura 2.3 ilustra método.

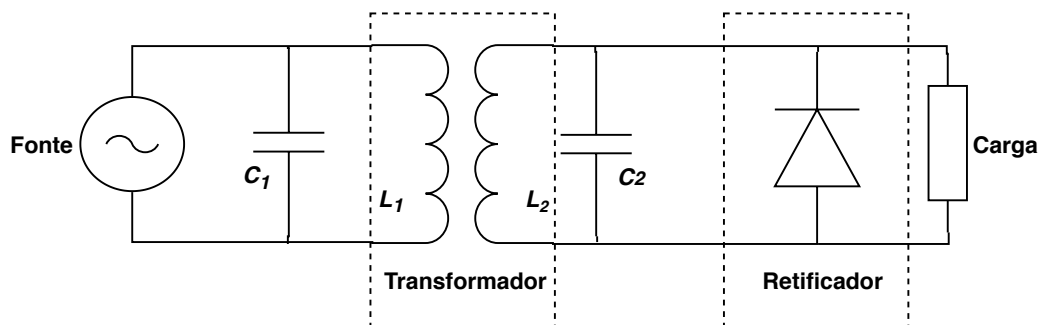


Figura 2.3. Esquemático de um circuito com acoplamento magnético ressonante. A fonte manda energia para o capacitor C_1 e a bobina L_1 que formam um oscilador fazendo com que a energia ressoe em uma determinada frequência que por acoplamento magnético gera uma corrente no outro oscilador formado por C_2 e L_2 de valor semelhante ao primeiro oscilador, ressonando na mesma frequência, logo após a energia passa por um retificador e alimenta uma carga.

Em 2007, uma equipe de pesquisadores liderados por Marin Soljačić no MIT utilizou

esse método para um experimento de duas bobinas ressonantes operando em 10 MHz. Eles conseguiram ligar uma lâmpada de 60 W a 2 m de distância de uma bobina a outra com uma eficiência de 40 %, sendo que a eficiência aumenta conforme as bobinas se aproximam [2]. Com essa técnica pode ser transmitido de watts a quilowatts em distâncias de até alguns metros, o que torna este método o mais utilizado em aplicações comerciais [19].

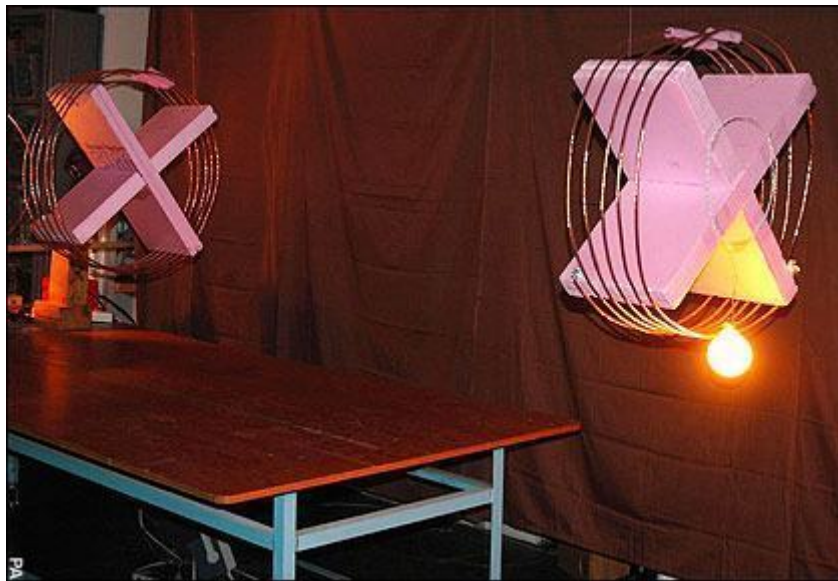


Figura 2.4. Experimento feito no MIT utilizando acoplamento magnético ressonante utilizando duas bobinas a uma distância de 2 m, no experimento foi possível ascender uma lâmpada de 60 W com uma eficiência de transmissão de 40 %. Fonte: [2].

O *Wireless Power Consortium* (WPC) fundado em 2008 é um consórcio que reúne várias empresas de tecnologia para desenvolver produtos que carregam através de energia sem fio utilizando o padrão *Qi* [14]. Desde então foram desenvolvidos diversos produtos principalmente para celulares. Este padrão vem sendo amplamente adotado no mundo e espera-se que em 2025 o número de produtos utilizando o padrão *Qi* chegue a 2 milhões [20].

2.1.3 Microondas

A transmissão de energia por microondas (MPT, do inglês *Microwave Power Transmission*) foi desenvolvida William C. Brown após a segunda guerra mundial [21]. A Figura 2.5 ilustra o sistema de transmissão e recepção de uma transmissão por microondas. Essa tecnologia é geralmente utilizada para campos distantes, isto é, quando a distância entre o transmissor e receptor são maiores que o comprimento de onda. Uma das grandes vantagens da MPT é o fato de permitir transmissão a distâncias mais longas do que os outros dois métodos. Além disso os circuitos ficam com tamanhos menores conforme a frequência aumenta [22], [19]. São utilizados com frequências altas de GHz, sendo que a banda mais utilizada para desenvolvimento e pesquisa é a banda ISM (do inglês *Industrial Scientific and Medical*).

A primeira *rectenna* desenvolvida por Brown e consiste da junção de uma antena e um circuito retificador. Foi criada em 1963 e teve eficiência de 50 %. Em 1975 Richard Dickinson e sua equipe no *Site do JLP Goldstone Facility* conseguiram transmitir de uma antena parabólica de 26 m de diâmetro a 2.39 GHz uma potência de 450 kW do transmissor e alcançou 30 kW no receptor a uma distância de 1 milha com uma eficiência de 84.5 % [21].

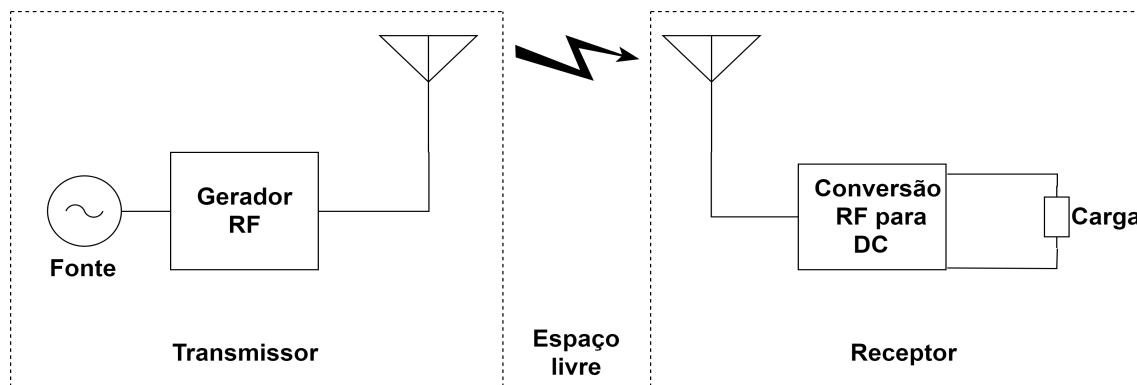


Figura 2.5. Diagrama básico de um sistema de transmissão e recepção de energia por microondas. O circuito transmissor irradia o sinal RF e o circuito receptor capta essa energia, retificando e alimentando a carga.

Em 1968 surgiu o conceito de *Satellite Power System* (SPS), criado por Peter Glaser [23] e desenvolvido posteriormente pela *National Aeronautics and Space Administration* (NASA). O projeto consistia em colocar a SPS em órbita geoestacionária a 36.000 km da superfície da Terra para captar energia solar e transmitir por microondas. Como a energia dos microondas não é absorvida pelas nuvens e pelo ar, é possível obter uma grande quantidade de energia [11], [24]. Em 1992 a *Japan Aerospace Exploration Agency* (JAXA) também desenvolveu o SPS conseguindo eficiência de 96.5 % [11].

Na Tabela 2.1 mostra o comparativo de vários estudos realizados com MPT entre 2013 e 2018. Os estudos mostram a eficiência de circuitos receptores (*rectenna*). Cada estudo foi feito utilizando tecnologias, retificação, diodos e potências de entradas diferentes uma da outra, operando na frequência de 2.4 GHz e 2.45 GHz.

Tabela 2.1. Comparativo de estudos feitos baseado em *rectennas*.

Elemento Retificador	Frequência [GHz]	Potência de entrada [dBm]	Eficiência (%)	Fonte
SMS7630	2.45	-10	42	[25]
SMS7630	2.4	0	40	[26]
HSMS2862	2.4	19	63	[27]
HSMS2864	2,45	10	61	[28]
SMS7630	2.45	40	85	[29]
SMS7630	2.45	0	65	[5]

2.1.4 Laser

Este método tem um princípio parecido com o da energia solar, sendo que a energia é convertida em um feixe de *laser* que é apontado a um receptor de células voltaicas, trabalha com frequências na faixa dos THz. O custo é bastante elevado e as maiores aplicações dessa tecnologia são na área aeroespacial [3]. Em 2003, Steinsiek e Schäfer realizaram um experimento de transmissão de energia utilizando *laser* para alimentar

um pequeno veículo Rover. O veículo possuía células fotovoltaicas. Foi utilizado um *laser* verde Nd:YAG e conseguiram fazer o Rover andar a uma distância de 280 m do transmissor [30]. A Figura 2.6 mostra o Rover e o transmissor.

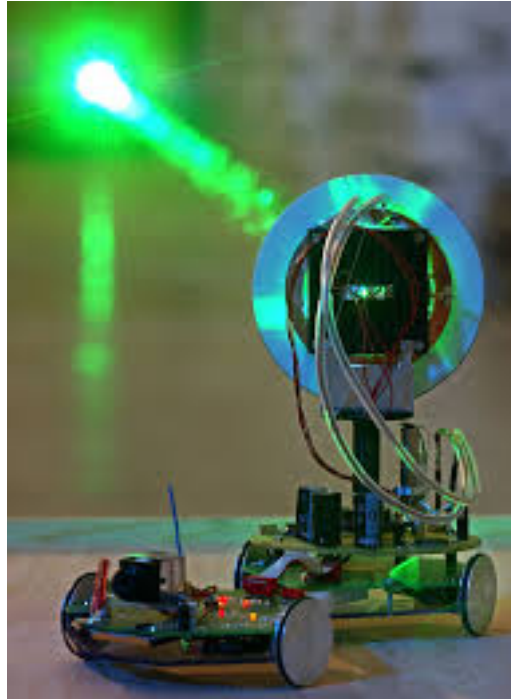


Figura 2.6. Rover autónomo alimentado por um *laser*. A fonte, o *laser*, manda o sinal direcional para as células que capta, depois retifica e por fim alimenta o carro . Fonte: [3].

2.2 Retificador

Em uma rectenna, o circuito retificador transforma energia RF em energia DC. Seu principal componente é um dispositivo semicondutor, sendo em geral são utilizados diodos [5]. A Figura 2.7 ilustra um sinal RF sendo convertido em sinal DC.

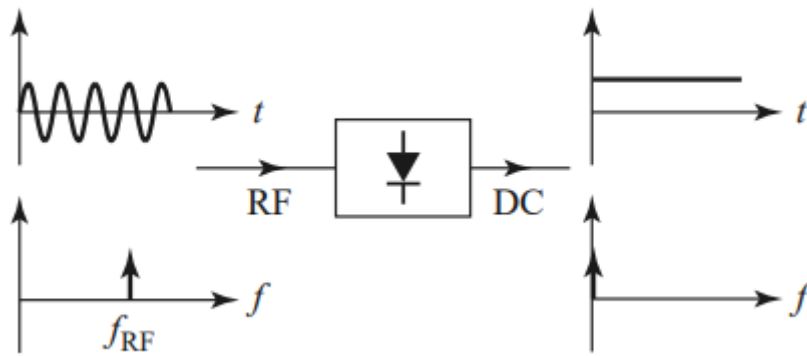


Figura 2.7. Sinal RF sendo convertido em sinal DC. O gráfico acima mostra o sinal no tempo ante e após passar pelo retificador, onde é possível notar que o sinal fica contínuo. Já no gráfico abaixo mostra a retificação no domínio da frequência, onde após o sinal entra na frequência que foi emitida e após passar pelo retificador, vai para a frequência zero, ou seja sinal DC. Fonte: [4]

2.2.1 Diodo de Schottky

Diodo é um dispositivo semicondutor de junção p-n de características não linear que permite a condução de corrente mais fácil num sentido do que no outro [31].

O diodo de Schottky é construído de maneira diferente de um diodo convencional. Possui um contato metal-semicondutor que faz com que os elétrons livres do semicondutor fluam através da junção para o metal criando então uma barreira de energia conhecida como barreira de Schottky. A Figura 2.8 ilustra a estrutura física de um diodo de Schottky. Quando a polarização é direta a barreira é vencida e há uma passagem de elétrons do semicondutor para o metal. E há uma passagem de corrente. Caso a tensão seja aplicada inversamente ocorrerá um aumento na barreira de potencial, fazendo com que não haja condução de corrente [31], [32].

A junção semicondutor-metal faz com que haja um fluxo intenso de portadores majoritários. Os diodos de Schottky têm condução feita apenas por portadores majoritários, o que faz com que eles tenham um chaveamento rápido e uma tensão de polarização menor

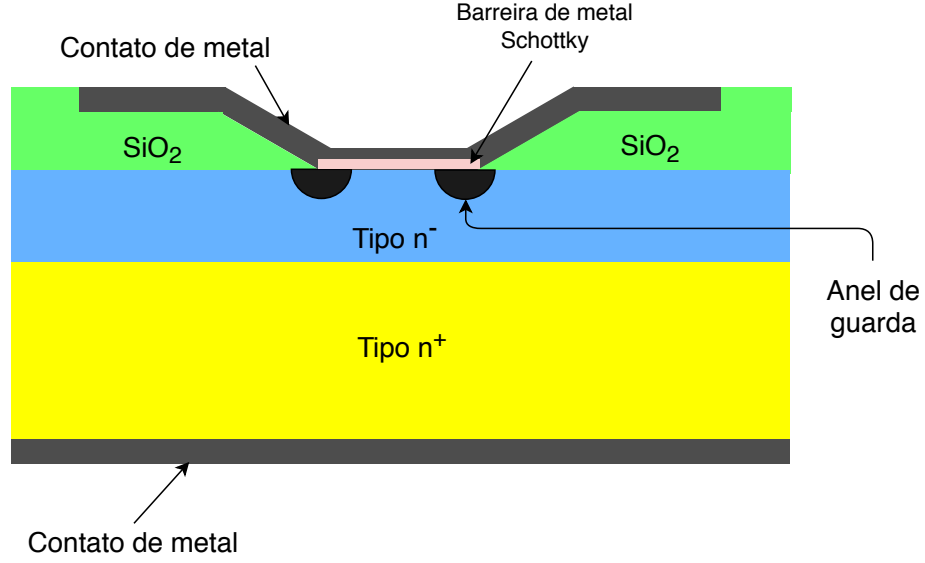


Figura 2.8. Estrutura física um diodo de Schottky. Adaptado de [5].

que a de um diodo comum, a Figura 2.9 mostra a comparação de um diodo comum e um diodo de Schottky. Essas características, além de uma capacitância de junção menor, fazem com que os diodos de Schottky sejam utilizados em retificação de alta frequência [4].

A relação que descreve o comportamento do diodo quando está conduzindo é dada por

$$I(V) = I_s(e^{\frac{qV}{nKT}} - 1), \quad (2.1)$$

em que I_s é a corrente de saturação do diodo que tem valores na ordem de 10^{-14} a 10^{-15} [A]. Em 2.1, V é a tensão no diodo, q é a carga do elétron que vale $1,6 \times 10^{-19}$ [Coulumb], T é a temperatura em Kelvin, k é a constante de Boltzman que vale $1,3806 \times 10^{-23}$ [J/K], n é o fator de idealidade ($1 \leq n \leq 2$), que depende a estrutura e do material do diodo. Cabe ressaltar que a relação (2.1) supõe a convenção padrão de sinais para componentes passivos, ou seja, supõe que a corrente $I(V)$ entra no terminal positivo do dispositivo. Para sinais de RF podemos aproximar em um modelo de pequenos sinais,

$$V = V_0 + v, \quad (2.2)$$

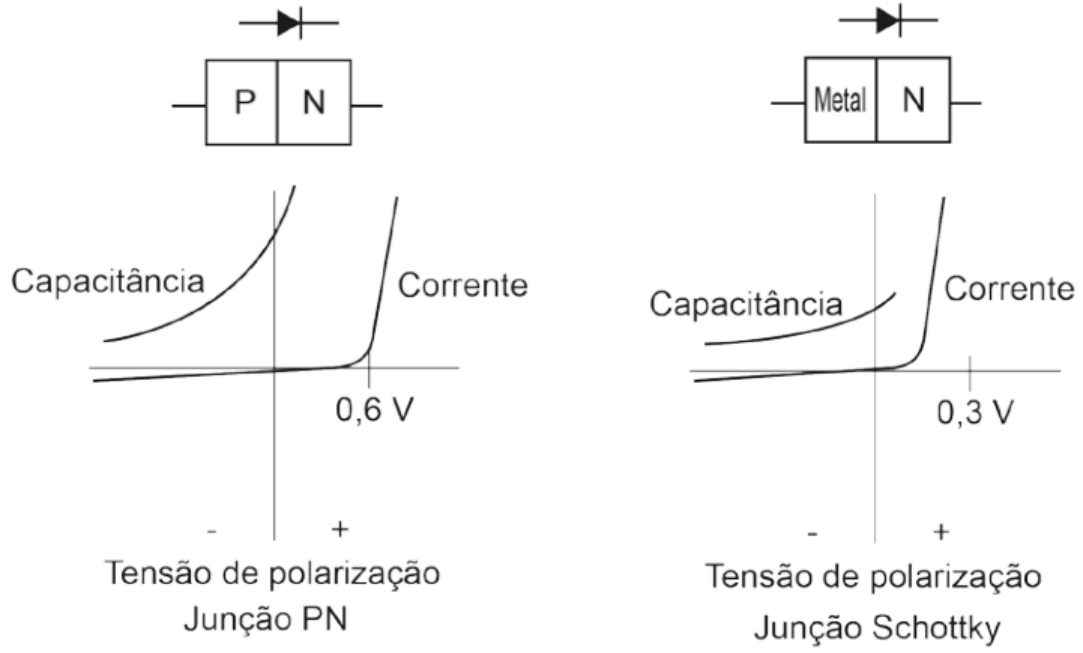


Figura 2.9. Comparativo entre um diodo comum e um diodo de Schottky. Pode-se notar que a tensão de condução do diodo de shottky é menor do que a de um diodo comum, devido ao contato metal-semicondutor, além de uma capacitância de junção C_j menor. Fonte: [5]

onde temos uma tensão de polarização DC (V_0) e um sinal RF (v). Substituindo na equação (2.1) e utilizando expansão por série de Taylor em torno de V_0 temos:

$$I(V) = I_0 + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{v^m}{m!} \left. \frac{d^m I}{dV^m} \right|_{V_0}, \quad (2.3)$$

em que I_0 é a corrente de polarização *bias*. Fazendo a primeira derivada obtemos,

$$\left. \frac{dI}{dV} \right|_{V_0} = \alpha I_s e^{\alpha V_0} = \alpha (I_0 + I_s) = G_d = \frac{1}{R_j}, \quad (2.4)$$

em que $\alpha = \frac{q}{nKT}$ e G_d é a condutância dinâmica e R_j a resistência de junção do diodo.

Calculando a segunda derivada, obtemos

$$\left. \frac{d^2 I}{dV^2} \right|_{V_0} = \left. \frac{dG_d}{dV} \right|_{V_0} = \alpha^2 I_s e^{\alpha V_0} = \alpha^2 (I_0 + I_s) = \alpha^2 G_d = G_d'. \quad (2.5)$$

Desse modo podemos reescrever a equação (2.3) como a soma de uma corrente de pola-

rização DC (I_0) e uma corrente RF (i),

$$I(V) = I_0 + i = I_0 + vG_d + \frac{v^2}{2}G_d' + \text{termos de ordem superior.} \quad (2.6)$$

Em um modelo real, o diodo apresenta alguns efeitos reativos devido ao encapsulamento. O contato dos condutores do encapsulamento são modelados como uma indutância em série L_s e uma capacitância em paralelo C_p , sendo R_s é a resistência de contato. Já $C_j(V)$ e $R_j(V)$ é os efeitos da junção no diodo e são a capacitância de junção e a resistência de junção. A Figura 2.10 ilustra o circuito equivalente de um diodo de Schottky. Como podemos perceber o diodo tem uma impedância que varia com o sinal de entrada e a capacitância C_j mostra que o diodo varia com a frequência de entrada, ou seja, o diodo depende do sinal de entrada e de sua frequência.

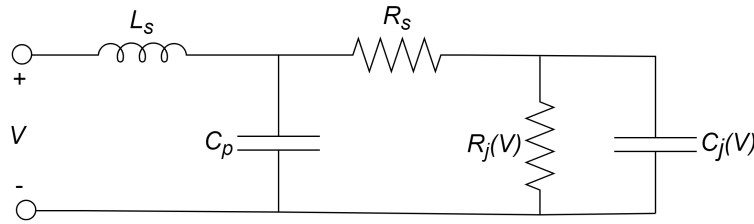


Figura 2.10. Modelo equivalente de circuito de um diodo de Schottky. As variáveis L_s , C_p aparecem devido ao encapsulamento do diodo, já R_s é a resistência de contato e $R_j(V)$ e $C_j(V)$ são os efeitos da junção do diodo. A não linearidade do diodo faz o casamento de impedância ser extremamente difícil.

Se sinal total que passa por um diodo for a soma de uma tensão de polarização DC e uma tensão RF,

$$V = V_0 + v_0 \cos \omega t \quad (2.7)$$

isso implica que a corrente em (2.6) será

$$\begin{aligned} I &= I_0 + v_0 G_d \cos \omega t + \frac{v_0^2}{2} G_d' \cos^2 \omega t + \text{termos de ordem superior} \\ &= \underbrace{I_0 + \frac{v_0^2}{4} G_d'}_{\text{sinal Dc}} + \underbrace{\frac{v_0 G_d \cos \omega t}{2}}_{\text{harmônico fundamental}} + \underbrace{\frac{v_0^2}{4} G_d' \cos 2\omega t + \dots}_{\text{harmônicos}} \end{aligned} \quad (2.8)$$

em que $\frac{v_0^2}{4}G_d'$ é a corrente retificada e I_0 é a corrente de polarização, implicando que a taxa de conversão de energia RF em DC depende não só da tensão de entrada, mas sim da resistência de junção R_j . Quanto maior o R_j , menor for, maior será a quantidade de energia DC gerada na retificação.

Podemos ainda definir a sensibilidade de corrente, que é definida como a taxa de corrente DC ($\Delta_{DC} = I_{DC} - I_0 = \frac{v_0^2}{4}G_d'$) na saída pela potência de entrada ($P_{in} = \frac{v_0^2}{4}G_d$),

$$\beta_i = \frac{\Delta_{DC}}{P_{in}} = \frac{G_d'}{2G_d} [\text{A/W}]. \quad (2.9)$$

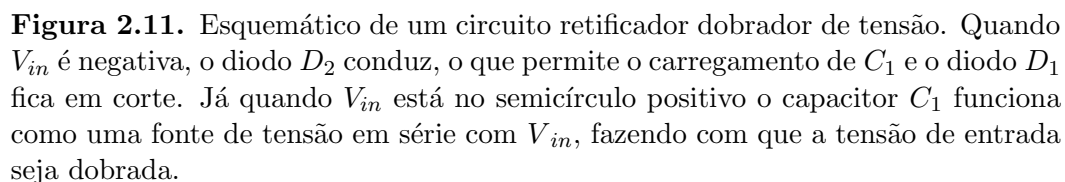
Já a sensibilidade em tensão é dada por

$$\beta_V = \beta_i R_j [\text{A/W}]. \quad (2.10)$$

2.2.2 Multiplicadores de Tensão

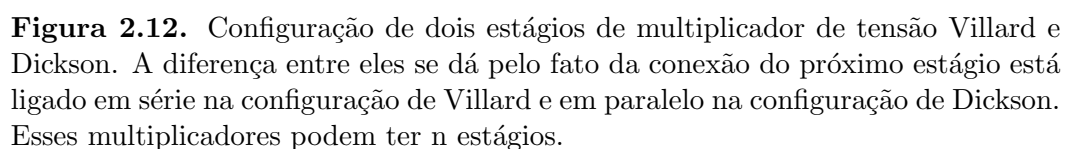
Na maioria dos casos a conversão de energia RF em DC gera sinais pequenos e para aumentar esses sinais utiliza-se um circuito multiplicador de tensão [33], [34]. Os circuitos multiplicadores de tensão apresentam uma tensão de saída superior à tensão de entrada do circuito. Este circuito tem um funcionamento simples, e sua topologia consiste no chaveamento de capacitores como ilustrado na Figura 2.11.

Quando V_{in} é negativa, o diodo D_2 conduz, o que permite o carregamento de C_1 e o diodo D_1 fica em corte. Já quando V_{in} está no semicírculo positivo o capacitor C_1 funciona como uma fonte de tensão em série com V_{in} , fazendo com que a tensão de entrada seja dobrada. Há varias topologias baseadas nessa ideia, sendo *charge pump* Dickson e *charge pump* Villard mostrada na Figura 2.12. As topologias dos dois modelos



--- **Dickson**

..... Villard



Antenas são elementos muito importantes em sistemas de comunicação. Uma antena transmissora pode ser definida como um dispositivo que transforma um sinal de tensão em ondas eletromagnéticas que é irradiada, já a antena receptora realiza o processo inverso.

Há diversos tipos de antenas que variam desde a sua forma geométrica, até o seu tipo de alimentação, para se escolher uma antena, vai depender das especificações de projeto, elétricas e mecânicas [6].

2.3.1 Parâmetros de uma antena

- Diagrama de Radiação

O diagrama de radiação pode ser definido como a representação gráfica em funções das coordenadas espaciais das propriedades de radiação, onde avaliamos os campos elétricos e magnéticos em campo distante. A Figura 2.13 mostra a representação do diagrama de radiação.

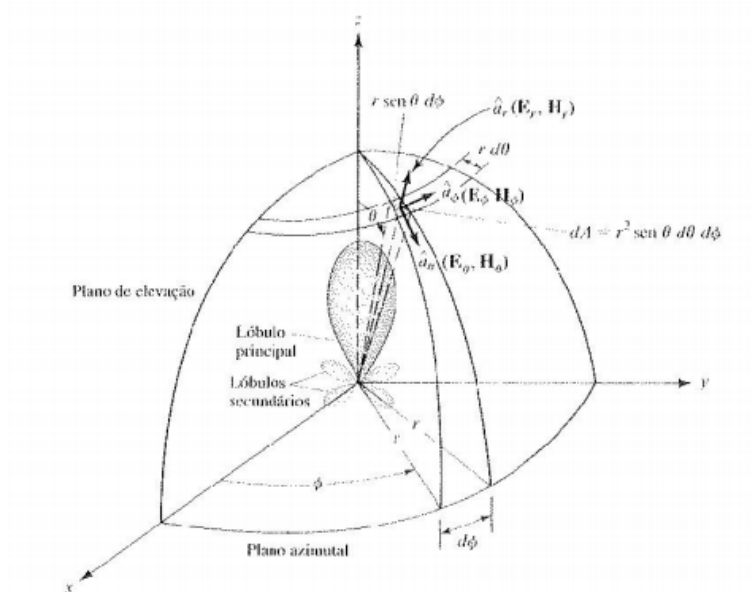


Figura 2.13. Sistema de coordenadas esféricas, utilizados no diagrama de radiação para análise das propriedades de radiação de antena. Fonte: [6]

- Diretividade

Diretividade pode ser definida como a capacidade de uma antena de transmitir ou receber sinais focando apenas em uma faixa estreita direcional. Antenas direcionais

podem diminuir o efeito da interferência de outros sinais devido à faixa estreita de sinal. Além disso elas têm uma maior eficiência em transmitir potência.

A diretividade é definida matematicamente como a razão entre a intensidade de radiação e a intensidade de radiação média, ou seja,

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_0} = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{rad}}. \quad (2.11)$$

Caso a intensidade não seja especificada, a direção da intensidade máxima de radiação é implícita e dada por:

$$D_{max} = \frac{U}{U_0} = \frac{U|_{max}}{U_0} = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}}, \quad (2.12)$$

em que $D(\theta, \phi)$ é a diretividade (valor adimensional), D_{max} é a máxima diretividade (valor adimensional), $U(\theta, \phi)$ é a intensidade de radiação dada por (W/unidade de ângulo do sólido), U_0 é a intensidade de radiação de uma fonte isotrópica (W/unidade de ângulo do sólido) e P_{rad} é a potência irradiada total dada em (W).

- Eficiência e ganho

A eficiência η pode ser definida como uma relação da potência de entrada P_{in} pela potência irradiada pela antena P_{rad} ,

$$\eta = \frac{P_{in}}{P_{rad}}, \quad (2.13)$$

mas para o cálculo se aproximar do modelo real devem ser consideradas também as perdas P_{loss} , que são perdas dielétricas, perdas dos condutores e perdas pelo descasamento de impedância. Então a eficiência total de uma antena é dada por:

$$\eta = \frac{P_{in} - P_{loss}}{P_{in}}, \quad (2.14)$$

sendo que o ganho é dado como o produto da eficiência pela diretividade, ou seja,

$$G = \eta D_{max}. \quad (2.15)$$

- Largura de banda

A largura de banda é a faixa de frequência em que a antena opera com algumas características, dentro de um padrão especificado. Dentro de uma faixa de frequências a partir de uma frequência central, a antena apresenta características como diretividade, ganho e eficiência em intervalos aceitáveis de valores.

- Impedância de entrada

Uma antena pode ser modelada por um circuito equivalente de dois terminais com uma impedância e uma fonte de tensão V_0 , onde a impedância é dada por:

$$Z_A = R_A + jX_A, \quad (2.16)$$

com R_A é a resistência da antena nos terminais de entrada, X_A a reatância e V_{in} a tensão que alimenta a antena supondo transmissão. Quando a antena é de recepção, ela é conectada através dos terminais do circuito equivalente a uma carga e V_0 é diferente de 0. Quando a impedância da carga é igual ao complexo conjugado da impedância da antena, então ocorre a máxima transferência de potência. A Figura 2.14 mostra o circuito equivalente de uma antena.

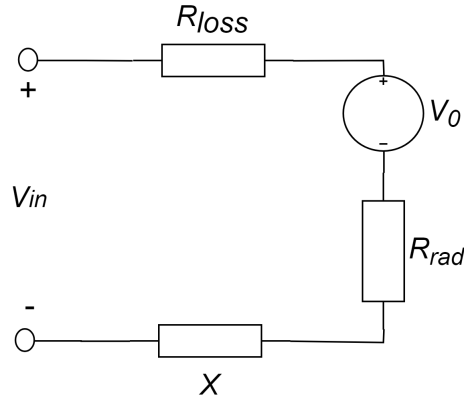


Figura 2.14. Circuito equivalente de uma antena, onde R_{rad} e R_{loss} são as perdas reais da antena e X é a reatância. Adaptado de [6]

2.3.2 Antena de microfita

Esse tipo de antena começou a ter notoriedade a partir da década de 70, com aplicações na área aeroespacial. Atualmente é empregada em diversas outras áreas. São muito utilizadas devido ao seu bom desempenho e baixo custo de fabricação. Além disso são menores que antenas convencionais e são compatíveis com tecnologia a circuitos impresso. Suas desvantagens incluem a baixa eficiência, baixa potência e uma largura de banda pequena [35].

A antena de microfita é constituída de uma plaqueta metálica em cima de um substrato aterrado, sendo que h geralmente utilizadas em um substrato são de $0.003\lambda_0$ até $0.05\lambda_0$. Há diversos tipo de materiais que podem ser usados como substrato nesse tipo de antena, com as constantes dielétricas em geral entre 2.2 e 12. Para se ter uma antena de microfita com bom desempenho, utiliza-se um substrato espesso com uma constante dielétrica baixa e como consequência a eficiência mais alta, largura de banda maior e portanto o ganho também maior. A Figura 2.15 ilustra a estrutura básica de uma antena microfita.

As plaquetas irradiantes podem ter vários formatos geométricos como retangular,

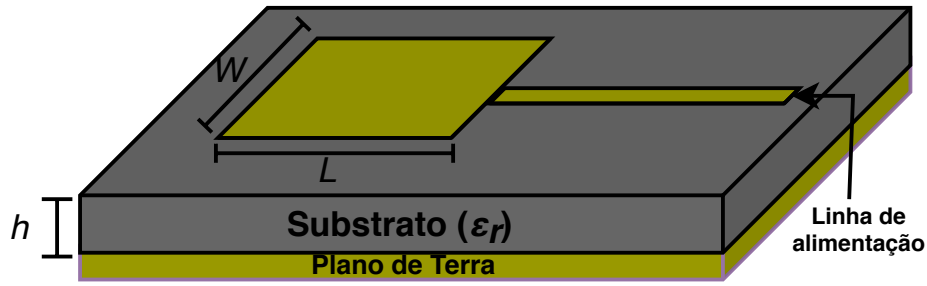


Figura 2.15. Estrutura de uma antena de microfita, composta por um plano de terra, o substrato que dependendo do material muda o ϵ_r e tem sua altura também é variável dependendo da disponibilidade, a antena e sua linha de alimentação. Adaptado de [5].

circular, triangular, monopolo ou dipolo. A Figura 2.16 ilustra as formas geométricas mais utilizadas para fabricação de antenas de microfita. As mais usuais são os formatos circulares e retangulares devido à sua análise e fabricação mais fáceis.

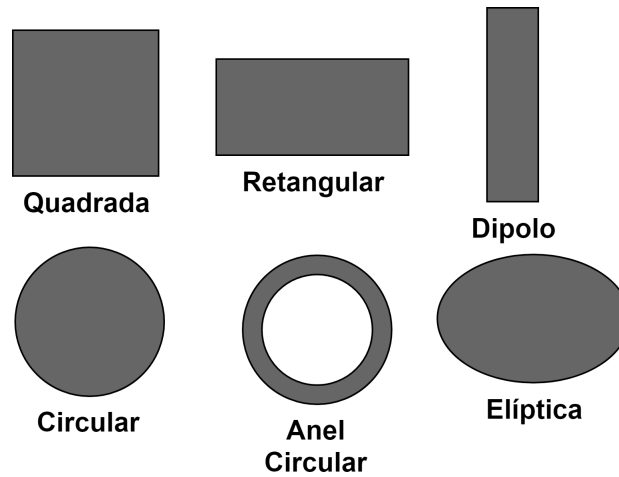


Figura 2.16. Formas geométrica típicas de antenas de microfita. Adaptado de [5].

Há diversos métodos de análise de antenas de microfita, sendo que o modelo de linha de transmissão é o mais utilizado por ser mais simples e também por dar uma boa percepção física. Em um modelo de linha de transmissão podemos definir a plaqueta por duas fendas estreitas de largura W separadas por uma linha de transmissão de impedância Z_c e comprimento L .

Por causa do tamanho finito da plaqueta, nas bordas as linhas de campo começam a sofrer franjamento, num fenômeno conhecido como *efeito de borda*. A Figura 2.17 mostra

as linhas de campo elétrico em uma antena e o efeito de borda. No plano E principal (plano x-y), a quantidade de franjamento depende da razão entre o comprimento da antena L e a altura do substrato h e a constante dielétrica ϵ_r , para antenas de microfita a razão $L/h \gg 1$ o que diminui o franjamento.

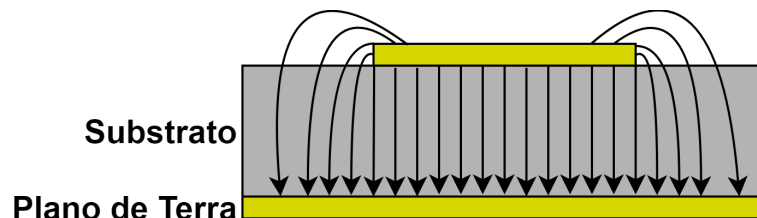


Figura 2.17. Linhas de campo elétrico em uma antena de microfita, onde nas bordas podemos verificar o aparecimento de franjamento. Adaptado de [5].

Essa estrutura não é homogênea e tem dois dielétricos, o substrato e o ar conforme ilustrado na Figura 2.18. A maior parte das linhas de campo está no substrato, mas uma parte delas, principalmente na borda por conta do franjamento, passa pelo ar, o que resulta em uma constante dielétrica efetiva ϵ_{eff} que leva em conta o ar e o substrato. Para determinar a constante dielétrica efetiva, assumimos que a linha microfita está acima do plano de terra e em um único substrato.

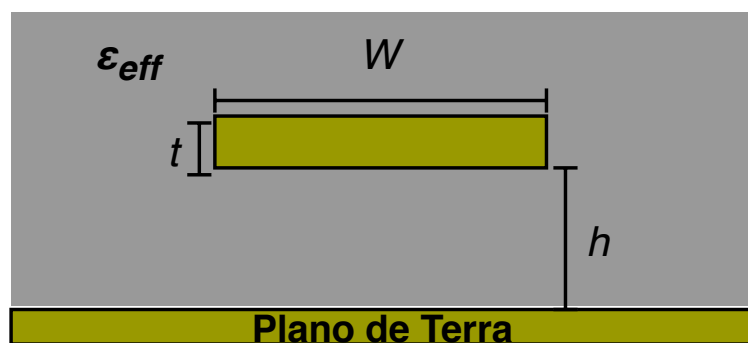


Figura 2.18. Constante dielétrica efetiva (ϵ_{eff}) para uma linha de microfita. A constante dielétrica efetiva ocorre pelo fato da estrutura não ser homogênea e ter dois dielétricos, como o substrato e o ar por exemplo. Adaptado de [5].

O valor da constante dielétrica efetiva tem valores entre 1 e ϵ_r . O ϵ_{eff} é função da frequência, de modo que quanto maior a frequência, mais as linhas de campo vão se

concentrar no substrato. Com isso o valor de ε_{eff} fica mais próximo do valor da constante dielétrica.

Para se calcular a largura da antena que leva a boas eficiências de radiação, utilizamos a seguinte equação:

$$W = \frac{c_0}{2f_r \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}}}, \quad (2.17)$$

em que c_0 é a velocidade da luz em espaço livre e f_r é a frequência de ressonância.

Levando em conta todos esses aspectos, a constante dielétrica efetiva é dada por

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}}. \quad (2.18)$$

Por causa do efeito de borda, o comprimento da antena parece maior eletricamente do que sua estrutura física, sendo que a diferença Δ_L satisfaz a relação

$$\frac{\Delta_L}{h} = 0.412 \frac{(\varepsilon_{eff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\varepsilon_{eff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)}, \quad (2.19)$$

e o comprimento da antena é

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\varepsilon_r}}. \quad (2.20)$$

Com isso temos que comprimento efetivo de uma antena de microfita vale

$$L_{eff} = L + \Delta_L. \quad (2.21)$$

2.3.2.1 Técnicas de alimentação de antena de microfita

Há diversas maneiras de se fazer uma alimentação desse modelo de antena, sendo que há quatro configurações mais utilizadas: sonda coaxial, acoplamento por abertura, acoplamento por proximidade e por linha de microfita. Será discutida mais a fundo a técnica de acoplamento por abertura, visto que será utilizada nesse trabalho. A Figura 2.19 ilustra os tipos de alimentação para antena de microfita.

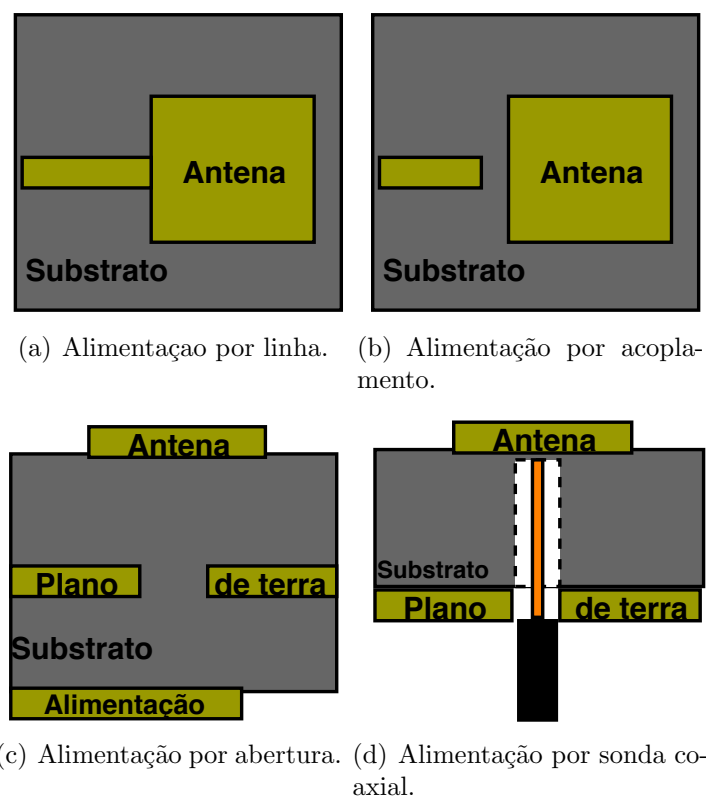


Figura 2.19. Métodos utilizados para alimentação de uma microfita. Adaptado de [5].

- Abertura por acoplamento

Nessa técnica a antena e o circuito de alimentação ficam separados e são acoplados através de uma abertura no plano de terra. Uma vantagem que esse método tem é a escolha independente do substrato e espessura do circuito de alimentação e da antena. Além disso há maior simetria entre o plano elétrico e magnético. A abertura

geralmente é centrada para que ocorra máxima intensidade de campo magnético.

A Figura 2.20 mostra como funciona esse tipo de alimentação.

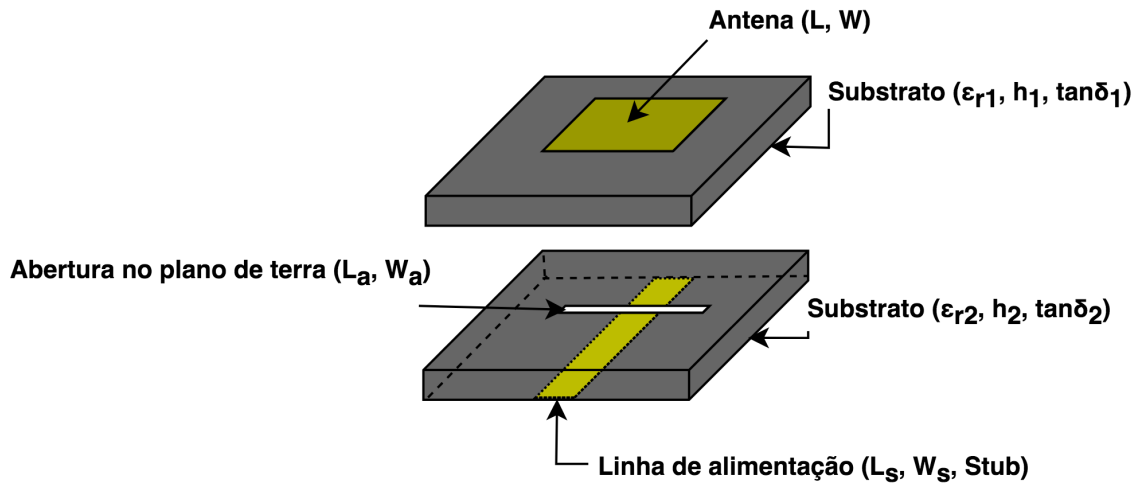


Figura 2.20. Alimentação por fenda. Adaptado de [5].

A antena microfitas com alimentação por acoplamento envolve diversos parâmetros a serem calculados. Cada um desses afeta a irradiação, o acoplamento e entre outros aspectos do sistema de maneira diferente. A seguir são apresentados alguns desses parâmetros e as boas práticas que devem ser feitas.

Constante dielétrica: Afeta principalmente a largura de banda e a eficiência de radiação.

Comprimento da antena: Determina a frequência de ressonância e afeta a impedância da antena.

Comprimento da abertura: A abertura determina o acoplamento e deve ser um pouco maior que a largura da linha de alimentação.

Largura da abertura: Também afeta o acoplamento e tem valores típicos de 1/10 do tamanho do comprimento.

Largura da linha de alimentação: Afeta o acoplamento e quanto mais fino melhor.

Posição da linha de alimentação em relação à abertura: Devem estar preferencial-

mente em ângulos retos e centralizadas uma com respeito à outra.

Posição da antena com a abertura: Também deve estar preferencialmente centrada.

Stub : Usado para diminuir a reatância entre a antena e a linha de alimentação, deve ter um tamanho de aproximadamente $\lambda/4$.

3 DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA BASEADO EM RECTENNA

Rectenna é o termo utilizado da integração de uma antena e um circuito retificador [36]. A antena capta o sinal (RF) em uma certa faixa de frequência. Em seguida o sinal passa por um circuito de casamento de impedânciasque faz o casamento das impedância da antena e do circuito retificador, para que haja máxima transferência de potência. O circuito casamento de impedância também tem a função de filtro passa-baixo. O circuito retificador transforma a energia RF em energia DC e em seguida um filtro passa-baixo reduz os harmônicos e deixa passar apenas o DC para a carga. E por fim a carga recebe o sinal retificado. A Figura 3.1 mostra o diagrama de blocos de uma *rectenna*.

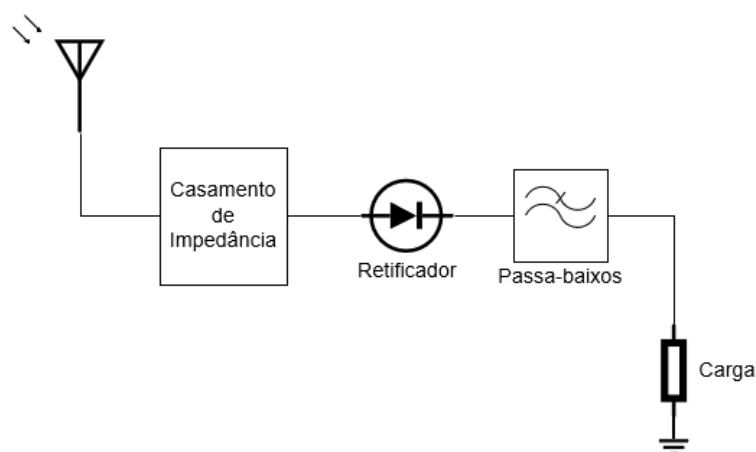


Figura 3.1. Diagrama de blocos de uma rectenna.

3.1 Software

Para realizar a simulação da antena e do retificador foi utilizado o software *Advanced Design System* (ADS) versão 2017 da *Keysight* [®]. A seguir estão descritas as principais ferramentas utilizadas no trabalho.

Para realizar a simulação do circuito retificador foi utilizado o método *Harmonic Balance* (HB) e o método *Large-Signal S-Parameter* (LSSP). Ambos são indicados pela *Keysight* [®]. Para simulação e análise de potência em circuitos não-lineares e simulação e análise de impedância com controle de potência.

Também foi utilizada a simulação *Momentum*, que faz a análise eletromagnética do circuito considerando os efeitos parasitários que o circuito possa apresentar e efeitos do ambiente e para a elaboração da PCB foi utilizado o *software Altium*.

Já o projeto da antena foi desenvolvido através do *software HFSS (High Frequency Structure Simulator)* uma ferramenta de simulação eletromagnética que faz parte do *ANSYS* [®].

3.2 Parâmetros do Projeto

O projeto consiste em captar energia eletromagnética de uma fonte RF e também de fontes próximas ao circuito que funcione na banda *ISM* que vai de 2.4 GHz a 2.48 GHz, como roteadores *Wi-Fi*. A fonte RF foi feita a partir de [16] e tem frequência de operação de 2.40 GHz de banda estreita e funciona de 2.37 GHz a 2.41 GHz e potência irradiada de 13.60 dBm com isso, o sistema receptor funcionará de 2.37 GHz a 2.48 GHz, captando energia da fonte transmissora e também de outros aparelhos que emitam energia nessa

faixa de frequência.

Trabalhando com sistema de transmissão de energia sem fio, se faz necessário saber quanto de energia está chegando ao receptor a uma determinada distância. Utilizando a equação de Friis [37], podemos fazer essa estimativa dado que o transmissor e o receptor estão com as antenas alinhadas,

$$\frac{P_r}{P_t} = G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2, \quad (3.1)$$

onde P_r é a potência no receptor, P_t é a potência irradiada pelo transmissor, G_t é o ganho da antena do transmissor e G_r o ganho na antena do receptor, λ é o comprimento de onda e R é a distância entre o transmissor e receptor. Segundo [16], o ganho alcançado na antena transmissora foi de 5.66 dB a potência irradia de 13.60 dBm ou 22.93 mW. Considerando o alinhamento perfeito entre as antenas do transmissor e receptor a uma distância de 0.3 m, distância suficiente para que uma pessoa possa utilizar o *mouse* e estimando o ganho da antena receptora de 1 dB, estima-se a potência que chegará no receptor será de 0.12 mW ou cerca de -9.33 dBm.

Já a carga é um *mouse* sem fio da *Multilaser*[®] modelo MO251. Foi realizada em laboratório a medição dos valores mínimos de tensão e corrente para que o mouse pudesse funcionar. Deste modo chegou-se ao valor de 2 V e 5 mA, ou seja, o mouse precisa de uma potência mínima 10mW ou 10 dBm. A partir desses dados podemos calcular a impedância de entrada do mouse, que é dada por

$$R = \frac{V}{I} = \frac{2 \text{ V}}{5 \text{ mA}} = 400 \Omega. \quad (3.2)$$

Diante disso foi escolhido um faixa de potência na qual o circuito vai operar de forma segura, a faixa de potência escolhida foi de 12 dBm até 20 dBm, nessa o sistema operará

dentro do projetado, sendo que em 12 dBm será nas condições mínimas e em 20 dBm será na condição de esta muito próximo de um transmissor.

3.3 Circuito Retificador Ideal

O comportamento do circuito retificador depende da escolha do diodo, já que seu funcionamento depende da faixa de frequência e da potência de entrada. A potência de entrada afeta a conversão de energia (RF) em (DC), que cai abruptamente quando a tensão (RF) está abaixo da tensão de polarização do diodo. A frequência de trabalho também é um limitador na escolha do diodo. Em circuitos de alta frequência utiliza-se diodo de Schottky, uma vez que esse tem o chaveamento rápido e também tem uma tensão de polarização menor que um diodo convencional.

3.3.1 Escolha do diodo

Para se escolher o diodo é necessário determinar um compromisso entre a corrente de saturação I_S , a resistência em série R_S , a capacitância de junção C_{j0} , a tensão de polarização V_0 . Três diodos de Schottky foram escolhidos dentre diferentes modelos existentes com base nos estudos feitos das revisões bibliográficas. Na Tabela 3.1 estão os parâmetros de cada diodo de acordo com o datasheet do fabricante.

Dentre esses diodos o HSMS2862 é o possui maior eficiência de conversão de energia DC em RF com potência de entrada fixada de 12 dBm como mostrado na simulação da Figura 3.2. O HSMS2862 é constituído de dois diodos em série em um encapsulamento SOT23 (Max. 2.25 mm X 1.30 mm), sua faixa de operação é de 915 MHz até 5.8 GHz e

Tabela 3.1. Parâmetros de diodo de acordo com as especificações do fabricante

Pâmetro	MA4E2054	HSMS2862	SMS7630
$I_s(A)$	3×10^{-8}	5×10^{-8}	5×10^{-6}
$R_s(\Omega)$	11	6	20
N	1.05	1.08	1.05
$C_{j0}(pF)$	0.13	0.18	0.14
M	0.5	0.5	0.4
$E_g(eV)$	0.69	0.68	0.69
XTI	2	2	2
$I_{Bv}(A)$	1×10^{-5}	1×10^{-5}	1×10^{-4}
$B_v(V)$	5.0	7.0	2.0

apresenta alta sensibilidade de $35 \text{ mV}/\mu\text{W}$ a 2.4 GHz. A Figura 3.2 mostra a comparação de eficiência entre os três diodos apresentados.

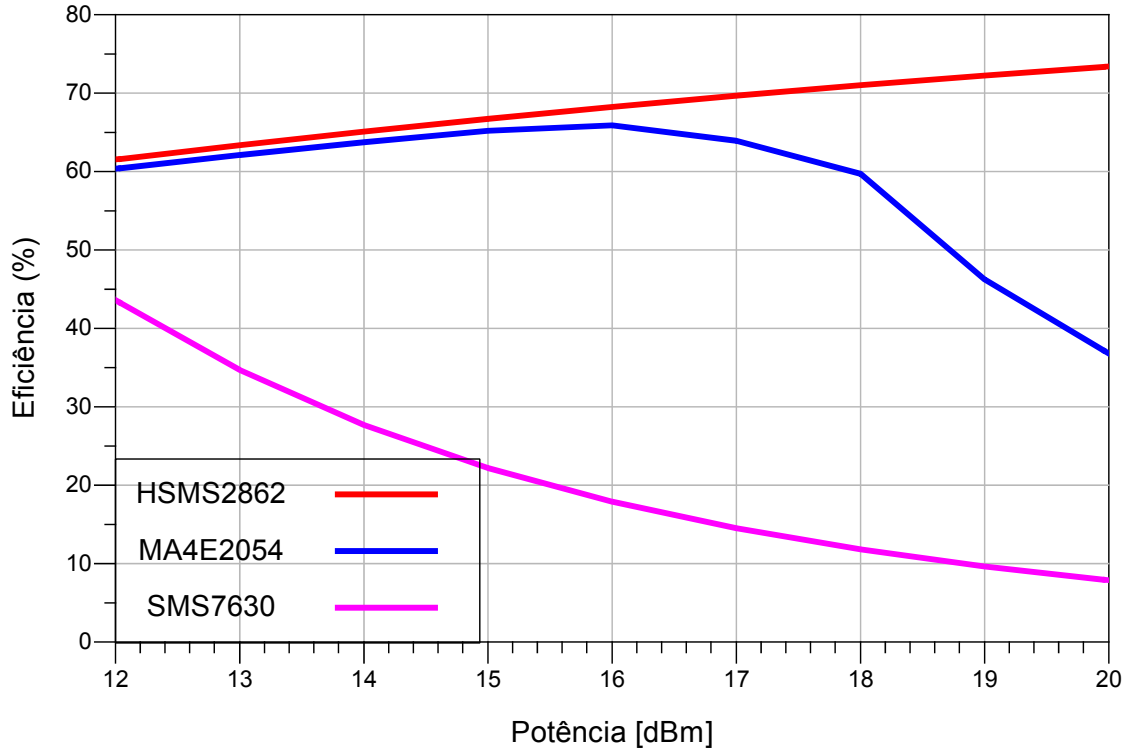


Figura 3.2. Comparação da eficiência dos modelos pesquisados de diodo de Shottky para uma faixa de potência de 12 dBm a 20 dBm na frequência de 2.4GHz.

3.3.2 Escolha da topologia

É importante escolher uma topologia que transforme o máximo de energia RF em DC para alimentar a carga com o mínimo de perda. Foi visto que para baixas potências de entrada, o circuito retificador tem uma eficiência baixa. Podemos calcular a eficiência por uma relação entre potência de saída P_{DC} e potência de entrada P_{in} . A potência de saída é dada por:

$$P_{DC} = \frac{V_{out}^2}{R_L}, \quad (3.3)$$

onde V_{out} é a tensão na saída do circuito e R_L é o valor da carga. A eficiência é calculada como,

$$\eta = \frac{P_{DC}}{P_{in}}, \quad (3.4)$$

Como mencionando no capítulo 2 para baixas potências de entrada utiliza-se a topologia de circuito dobrador de tensão que pode ser estendido para n-estágios. É importante analisar o número de estágios que será utilizado visto que muitos estágios amortecem o multiplicador, os efeitos parasíticos aumentam a cada estágio e a perda de potência é maior. A Figura 3.3 mostra um esquemático de um circuito dobrador de tensão.

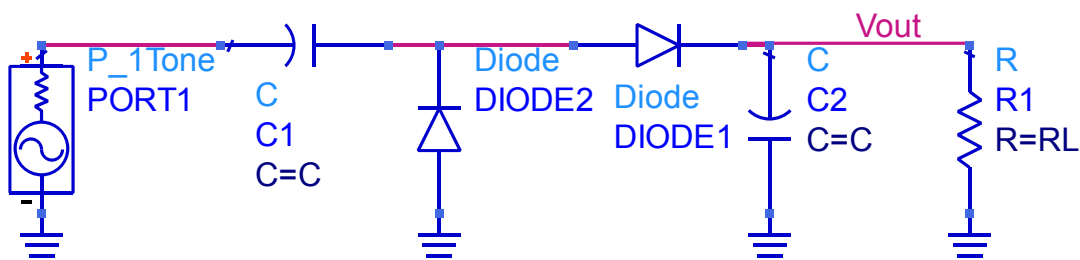


Figura 3.3. Esquemático de um circuito dobrador de tensão.

Foi comparado circuito multiplicador com topologia Dickson, visto que este tem uma eficiência maior do que a topologia Villard, os circuitos comparados tem 1, 2 e 3 estágios, a Figura 3.4 mostra a eficiência que cada topologia apresenta, a simulação foi feita com

potência de entrada variando de -5 dBm a 30 dBm,

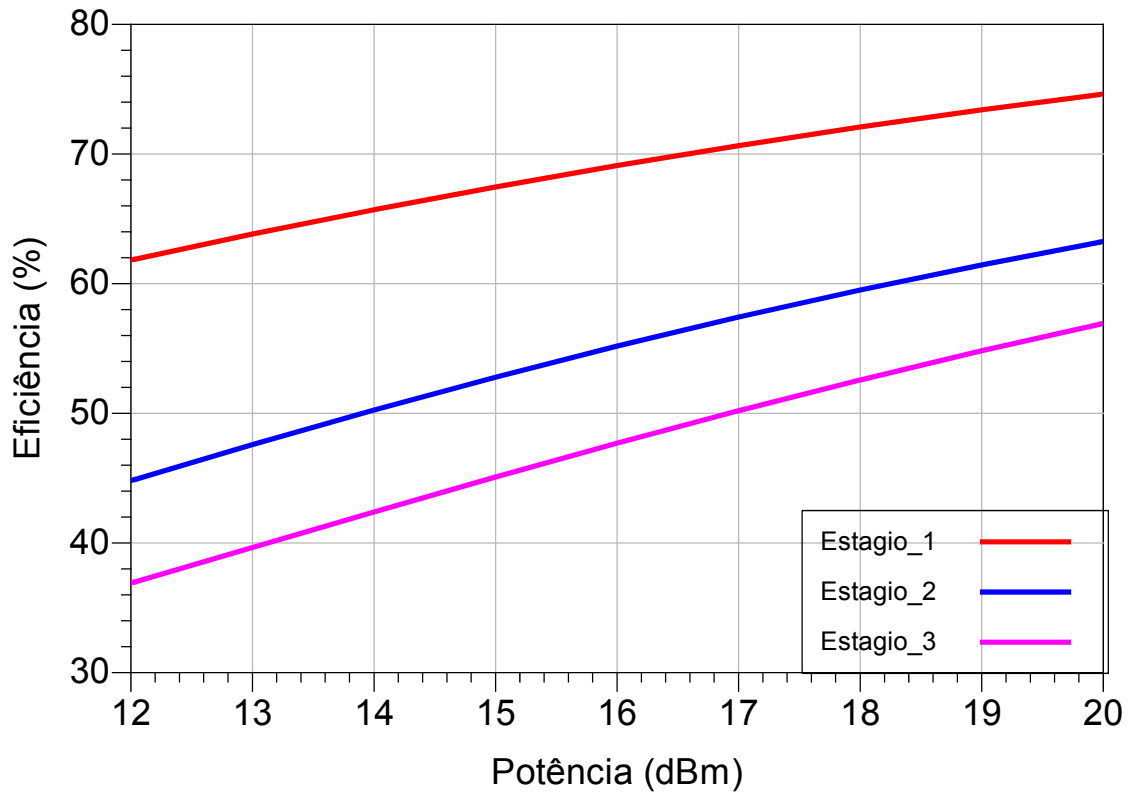


Figura 3.4. Comparação da eficiência V_{out} de três circuitos multiplicadores, para um entrada P_{in} variando de -5 dBm a 30 dBm.

Observa-se pelos resultados que a configuração de um estágio tem melhor a eficiência e maior tensão de saída para potências de entrada mais baixas.

3.3.3 Dobrador de tensão com diodos em paralelo

Para melhorar a eficiência conversão de energia foi proposto uma modificação no circuito dobrador de tensão. A modificação se trata de associar diodos em paralelo. Cabe ressaltar que à associar diodos em paralelo que não sejam perfeitamente iguais, causa um desequilíbrio no sistema, fazendo um diodo ter mais corrente do que o outro. Em potências altas causa um aquecimento no circuito e pode levar até a queimar o circuito. No caso desse trabalho a potência é de alguns mW, com isso esse efeito acontece numa

escala desprezível, assim sendo podemos utilizar os diodos em paralelo nessa aplicação.

A Figura 3.5 mostra o circuito com a associação de diodos em paralelo.

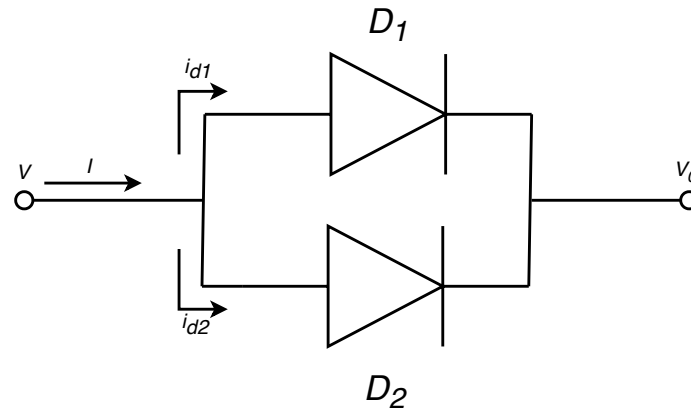


Figura 3.5. Circuito dobrador de tensão com associação de diodos em paralelo.

Utilizando o modelo de pequenos sinais visto no capítulo 2, podemos calcular a corrente do novo circuito,

$$I = i_{d1} + i_{d2}, \quad (3.5)$$

onde i_{d1} é a corrente do diodo 1 e i_{d2} é a corrente do diodo 2. Utilizando a equação 2.8 temos que:

$$I = I_{01} + \frac{v_0^2}{4} G_{d1}' + v_0 G_{d1} \cos \omega t + \frac{v_0^2}{4} G_{d1}' \cos 2\omega t + I_{02} + \frac{v_0^2}{4} G_{d2}' + v_0 G_{d2} \cos \omega t + \frac{v_0^2}{2} G_{d2}' \cos 2\omega t, \quad (3.6)$$

reorganizando a equação.

$$I = (I_{01} + I_{02}) + \frac{v_0^2}{4} (G_{d1}' + G_{d2}') + v_0 \cos \omega t (G_{d1} + G_{d2}) + \frac{v_0^2}{4} \cos 2\omega t (G_{d1}' + G_{d2}'). \quad (3.7)$$

Comparando com a retificação de um diodo simples, pode-se notar um aumento na corrente DC, o que faz com que a eficiência de conversão de RF para DC aumente no circuito, já que para a mesma tensão terá mais corrente. A equação ainda pode ser

reescrita da seguinte forma:

$$I = \hat{I}_0 + \frac{v_0^2}{4}\hat{G}_d' + v_0\hat{G}_d\cos\omega t + \frac{v_0^2}{2}\hat{G}_d'\cos^2\omega t, \quad (3.8)$$

onde $\hat{I}_0 = (I_{01} + I_{02})$, $\hat{G}_d = (G_{d1} + G_{d2})$ e $\hat{G}_d' = (G_{d1}' + G_{d2}')$.

A Figura 3.6 mostra o gráfico de comparação entre o circuito com 1 diodo e com dois diodos em paralelo e associação de quatro diodos. É possível notar que o novo *design* atinge uma eficiência maior com um pico máximo que antes era de 77.4 % para 78.7 %.

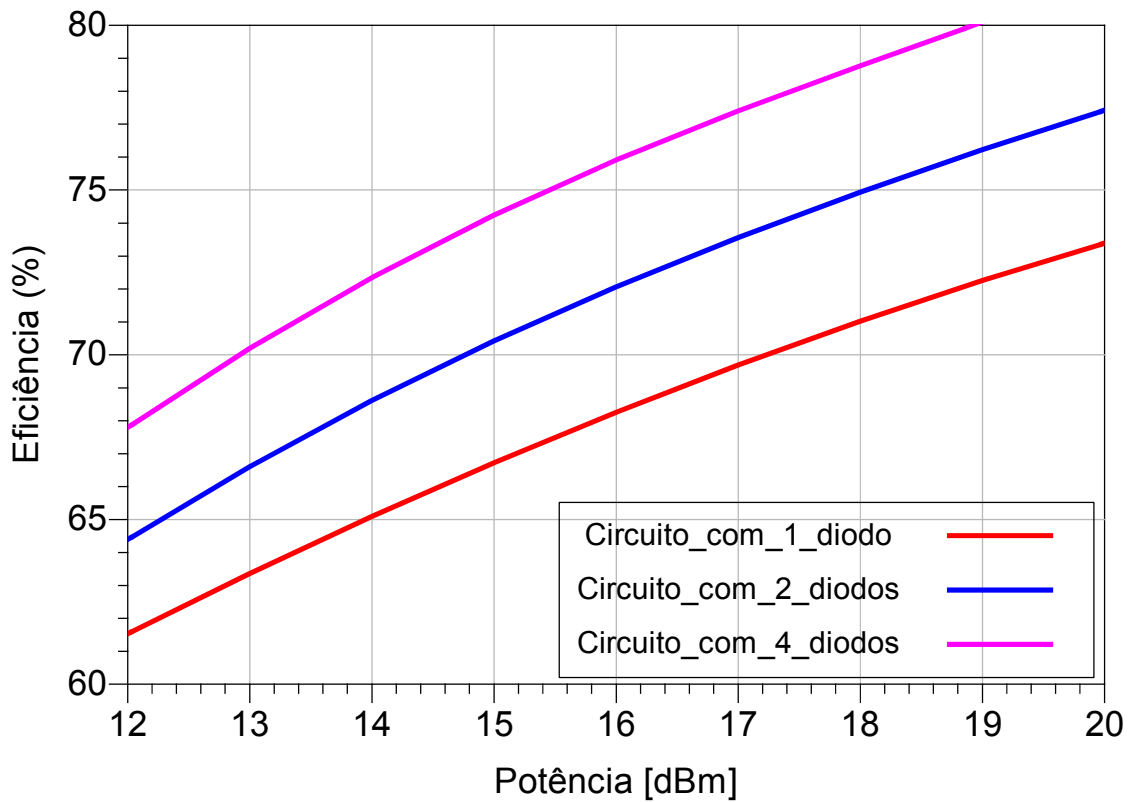


Figura 3.6. Comparação da eficiência do circuito dobrador de tensão e o circuito modificado.

Ao colocar mais associações de diodos em paralelo, foi possível notar o aumento da eficiência. Porém como o projeto tem limitação de espaço foi escolhido a configuração com associação de dois diodos como mostrado na Figura 3.7.

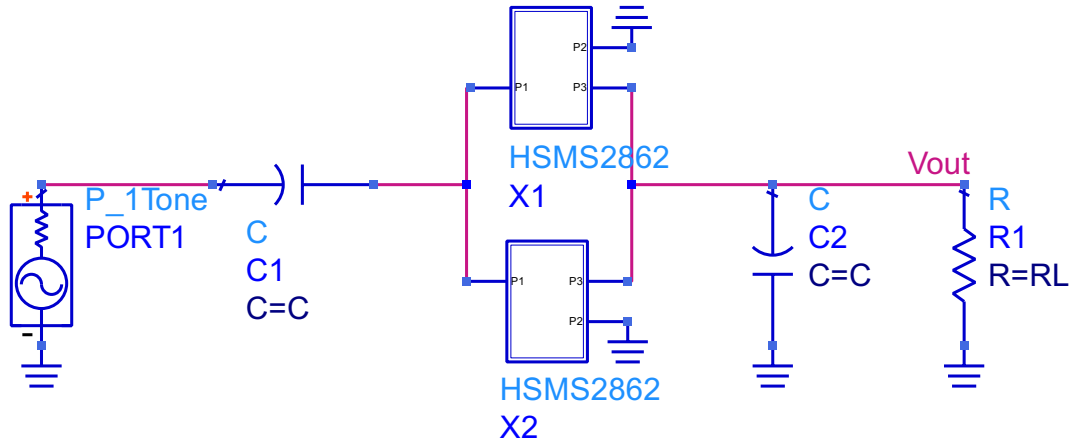


Figura 3.7. Circuito dobrador de tensão com associação de diodos em paralelo.

3.4 Circuito com linha de transmissão

Para projetar o *layout* do circuito é necessário calcular as linhas do circuito, a linha de transmissão é a primeira aproximação do circuito real. As linhas de transmissão são modeladas por dois parâmetros: a impedância (Z) da linha e comprimento elétrico (βl). Em circuitos de alta frequência os valores de capacitor e indutor são pequenos e de valores específicos que em muitos casos não são encontrados comercialmente e nesse contexto podemos transformar capacitores e indutores em linha de transmissão.

Para modelar capacitâncias e indutâncias em linhas de transmissão em curto ($Z_L = 0$) ou em aberto ($Z_L \rightarrow \infty$) utilizamos as seguintes equações. Para o cálculo de indutância é dado por,

$$p/Z_L = 0 : j\omega L = jZ_0 \tan(\beta l), \quad (3.9)$$

$$p/Z_L \rightarrow \infty : j\omega L = \frac{Z_0}{j \tan(\beta l)}, \quad (3.10)$$

e para elementos capacitivos,

$$p/Z_L \rightarrow \infty : \frac{1}{j\omega C} = \frac{Z_0}{j \tan(\beta l)}. \quad (3.11)$$

3.4.1 Divisor de Potência Wilkinson

O circuito divisor de potência de Wilkinson é um dispositivo passivo que divide o sinal de entrada em dois ou mais sinais com a mesma fase e amplitude. Os mais comuns são junções Y e T. Esse divisor apresenta duas características importantes: suas portas de saída são isoldas e o circuito apresenta perdas mínimas na saída quando o circuito está casado. A Figura 3.8 apresenta o modelo do divisor de potência Wilkinson de três entradas.

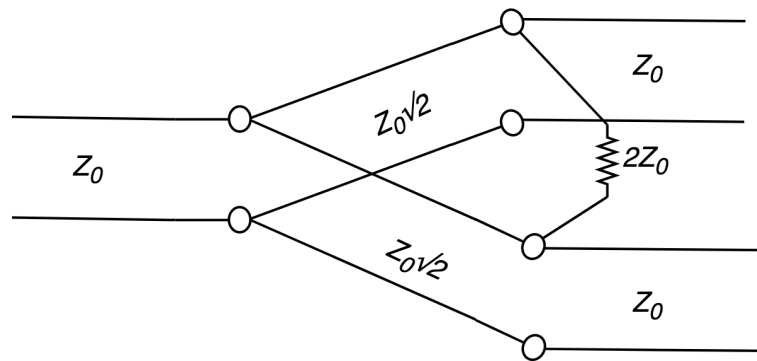


Figura 3.8. Modelo do divisor de potência Wilkinson de 3 entradas.

Para passar o circuito para linhas de transmissão é necessário adicionar um divisor de potência de modo que os retificadores possam receber a mesma quantidade de energia. Como discutido no Capítulo 2 a impedância dos diodos varia com a frequência e a potência de entrada, com isso para encontrar o valor de Z_o de modo que o circuito tenha a menor perda possível, foi adicionado um circuito divisor Wilkinson com impedância inicial de $Z_o = 1\Omega$, esse valor foi variado utilizando a ferramenta *Sweep* para encontrar o valor da impedância que obtenha a melhor resposta, foi fixado a potência de 12 dBm visto que é a menor potência que o circuito tem funcionamento. A Tabela 4.1 mostra o resultado.

A Figura 3.9 mostra o esquemático do circuito retificador com linha de transmissão e com a adição do circuito divisor de potência.

Tabela 3.2. Valores de impedância e eficiência

Impedância(Ω)	Eficiência(%)
1.00	0.0
11.00	35.7
21.00	26.4
31.00	39.0
41.00	47.9
51.00	53.3
61.00	57.3
71.00	60.3
81.00	62.6
91.00	64.1
101.00	65.1
110.00	65.6

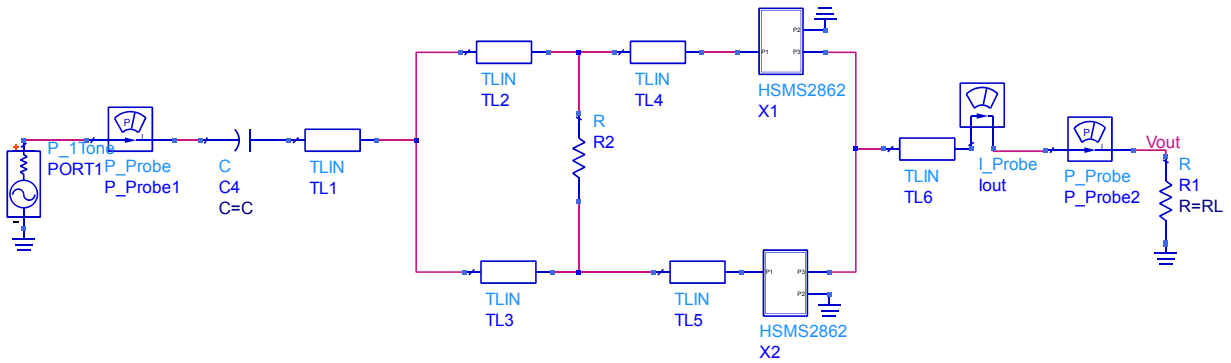


Figura 3.9. Circuito retificador com a adição do Divisor de Potência Wilkinson.

3.4.2 Diodo Zener

Foi adicionado ao circuito um diodo Zener, com a finalidade de garantir que chegue no *mouse* apenas o necessário. Com isso foi visto que a eficiência diminuiu para potências maiores, isso de da devido a essa regulação de tensão e corrente e também por perdas do próprio diodo Zener. A Figura 3.10 mostra a eficiência do circuito após a adição do diodo Zener e na Figura 3.11 mostra o esquemático do circuito.

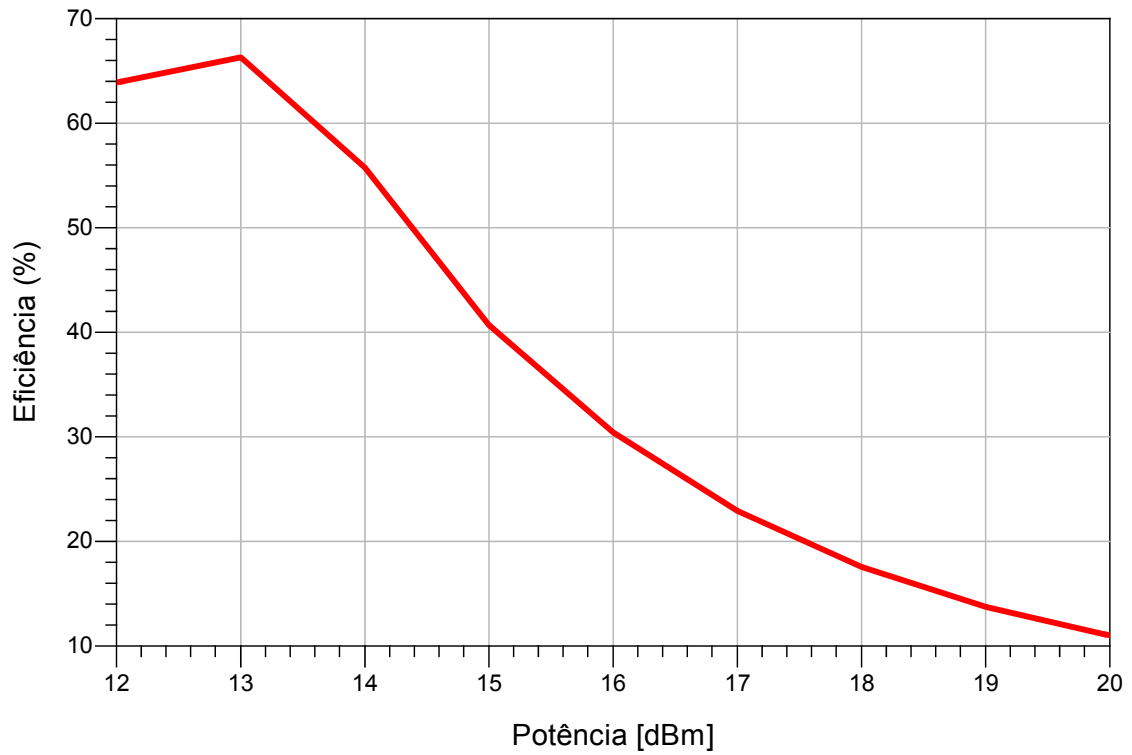


Figura 3.10. Circuito retificador com a adição do Zener. Nota-se que houve uma perda a após a adição do componente, devido ao fato dele limitar a tensão e corrente que chega na carga.

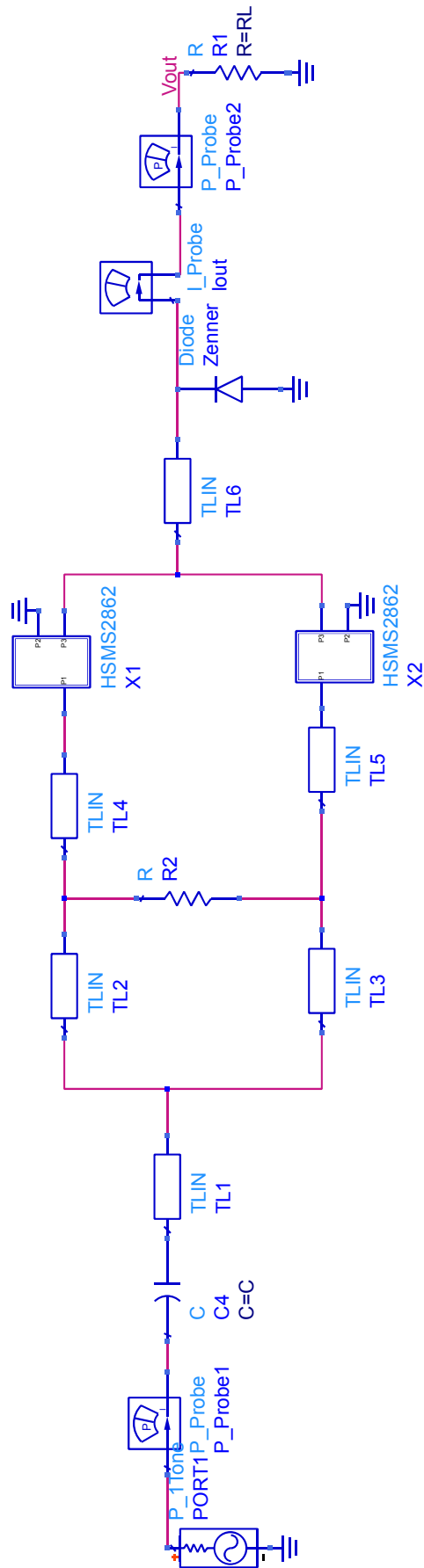


Figura 3.11. Esquemático do circuito retificador com a adição do Zener.

3.5 Limites de Fabricação e Substrato

O substrato escolhido para o projeto da antena foi o FR-4 que possui uma constante elétrica $\varepsilon_r = 4.4$, tangente de perda $\tan\delta = 0.02$. Apesar do substrato não apresentar boas características para circuito RF, sua escolha se deve ao fato de ser de baixo custo e mais acessível. O substrato FR-4 tem valores comerciais típicos de espessura entre 0.8 mm a 3.2 mm, sendo o mais comum de 1.6 mm. Sendo assim foi escolhido a espessura de 1.6 mm, visto que é o mais utilizado comercialmente.

É importante estipular os limites de fabricação para construção do circuito. A principais limitações se deve a escolha do substrato, principalmente sua espessura e a faixa de impedâncias que podem ser utilizadas a partir dessa escolha ou vice-versa. Em circuito microfita a impedância é caracterizada pela largura W e o comprimento elétrico L da linha, quanto maior a parte real da impedância do circuito menor o W , já o L muda parte reativa do circuito. No Brasil a menor largura fabricada com uma boa precisão é de 250 μm . Já a menor impedância cujo a largura será a maior possível deve ser de aproximadamente 70 % de $\lambda_g/2$, caso o valor de W seja maior começará a surgir ondas transversais, prejudicando o funcionamento do circuito. Para a menor impedância precisamos calcular o comprimento de onda guiada no material, primeiro calculamos o comprimento de onda,

$$\lambda_0 = \frac{c_0}{f} = \frac{3 \times 10^8}{2.45 \times 10^9} = 0,125 \text{ mm}, \quad (3.12)$$

e para calcular o comprimento de onda guiada também precisamos do valor da constante elétrica efetiva ε_{eff} , a ferramenta *LineCalc* também calcula o valor aproximado que é de

$\varepsilon_{eff} \approx 4$, com isso temos que o valor de λ_g é,

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \approx 62,5 \text{ mm}. \quad (3.13)$$

Com isso podemos estipular a faixa de impedância na qual se pode trabalhar com um determinado substrato. Foi utilizado a ferramenta *LineCalc* do software ADS para calcular o valor da menor impedância e da maior impedância que se pode usar com esse substrato e nessa faixa de frequência. A Figura 3.12 ilustra a ferramenta *LineCalc* que foi utilizado para calcular a menor impedância do circuito retificador. Inserindo valores característicos do substrato como os mencionados acima e também a altura de deposição do cobre $T = 35\mu\text{m}$, a frequência central que é de 2.4 GHz e a impedância Z_o e o comprimento elétrico efetivo ε_{eff} , a ferramenta calcula o valor aproximado da largura W equiavalente a impedância e o comprimento L da linha equivalente ao comprimento elétrico. A maior impedância é de 137.42Ω e o valor de 70 % de λ_g é de aproximadamente 31,25mm, sendo esse o maior valor de W cuja impedância equivale a 8.36Ω .

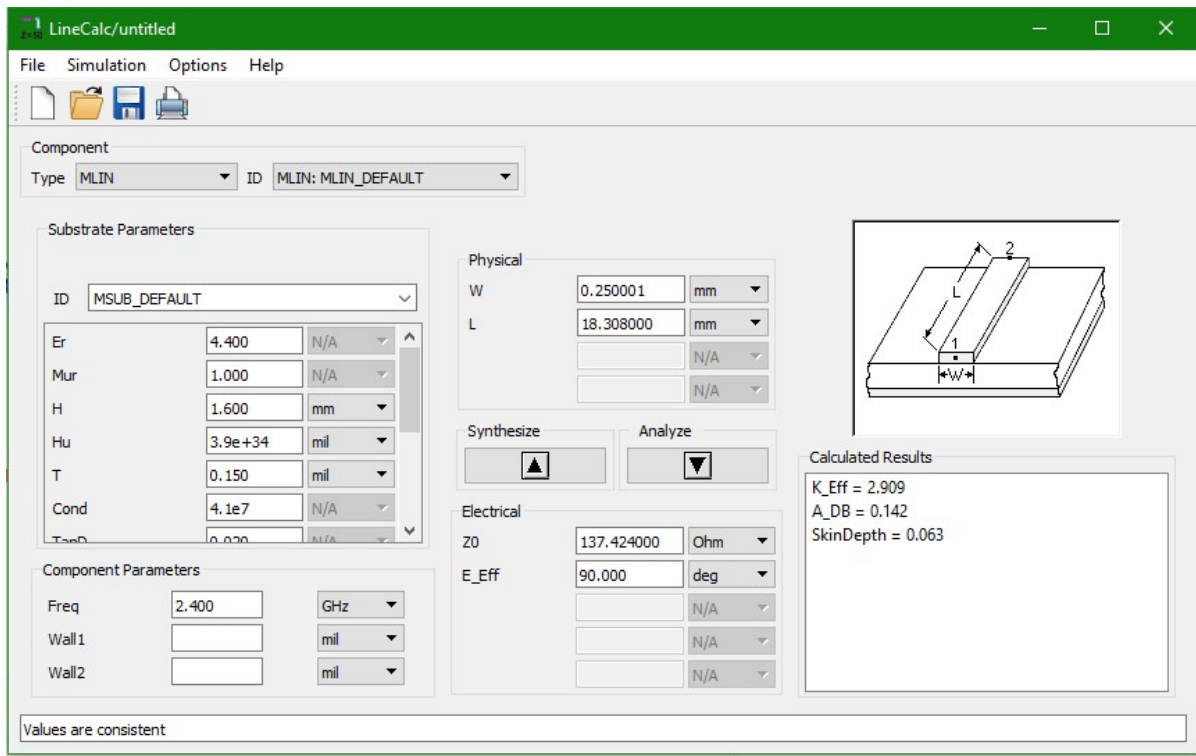


Figura 3.12. Ferramenta *LineCalc* utilizada para calcular as linhas do circuito microfitas. Nesse caso foi calculado a menor impedância que o circuito retificador poderia ter dentro dos limites de fabricação.

3.6 Escolha de componentes

Antes de iniciar a etapa de circuito microfitas foram escolhidos os componentes, visto que nessa etapa precisamos levar em conta o tamanho dos componentes e seu encapsulamento que é conhecido como *footprint*. O resistor escolhido foi um SMD 0402 de 200 Ω que é o valor comercial mais próximo do calculado no projeto, já os capacitores também foram escolhidos SMD 0402 de 100 pF, esses tamanhos foram escolhidos devido ao limite de espaço. A Figura 3.13 mostra as dimensões do capacitor e resistor.

Já os diodos de Schottky, como mencionado em 3.3.1, foi escolhido o modelo HSMS2862, o encapsulamento do diodo é o SOT23 cada um vem com dois diodos em serie. A Figura 3.14 mostra as dimensões do diodo.

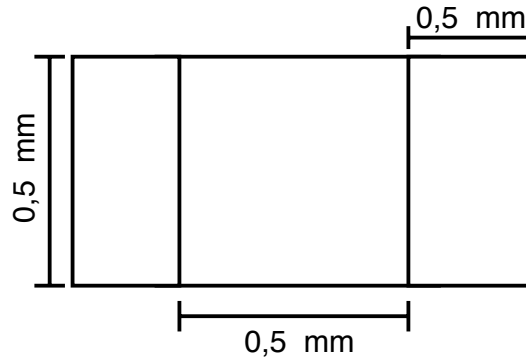


Figura 3.13. Dimensões típicas de um SMD 0402.

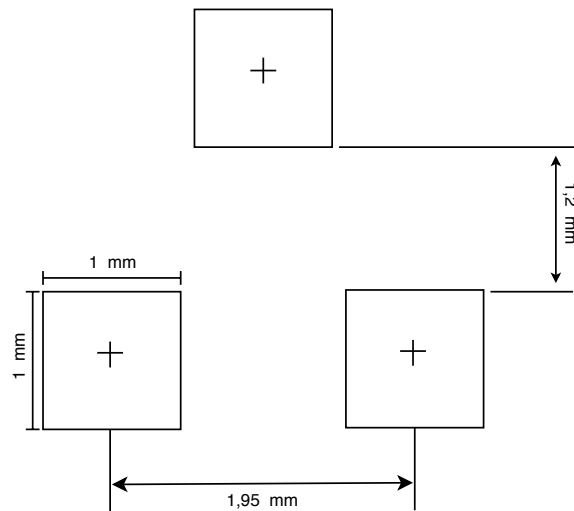


Figura 3.14. Dimensões típicas de um SOT23.

O diodo Zener foi escolhido de forma a limitar a tensão e corrente calculados 2 V e 5 mA, com isso foi escolhido o diodo Zener modelo GDZ2V0B, seu encapsulamento é um SOD323. A Figura 3.15 mostra as dimensões do diodo.

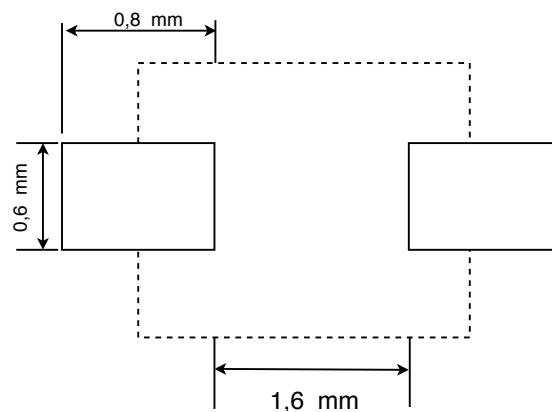


Figura 3.15. Dimensões típicas de um SOD323.

Foi escolhido também o conector SMA reto 3011 femêa. A Figura 3.16 mostra as dimensões do diodo.

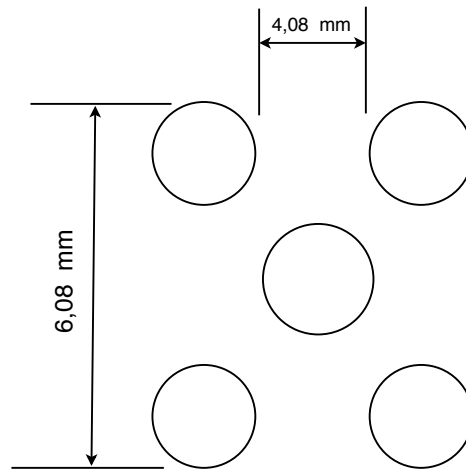


Figura 3.16. Dimensões de um Conector SMA 3011.

3.7 Circuito refiticador microfita

Ao contrário do circuito com linhas de transmissão, o circuito de microfita apresenta as perdas que o circuito pode ter com substrato e das linhas de transmissão, porém ele não calcula as radiações parasíticas, estas perdas serão consideradas na etapa de *layout* e simulações eletromagnéticas. A Figura 3.17 ilustra uma linha microfita e seus parâmetros.

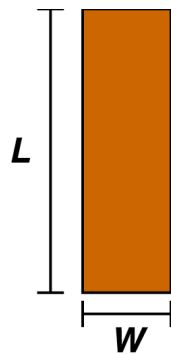


Figura 3.17. Linha de microfita.

Utilizando a ferramenta *LineCalc* foram calculados as dimensões W e L das trilhas do circuito, além disso também foram acrescentados ao circuito as dimensões dos com-

ponentes escolhidos. A Figura 3.19 mostra o circuito microfita.

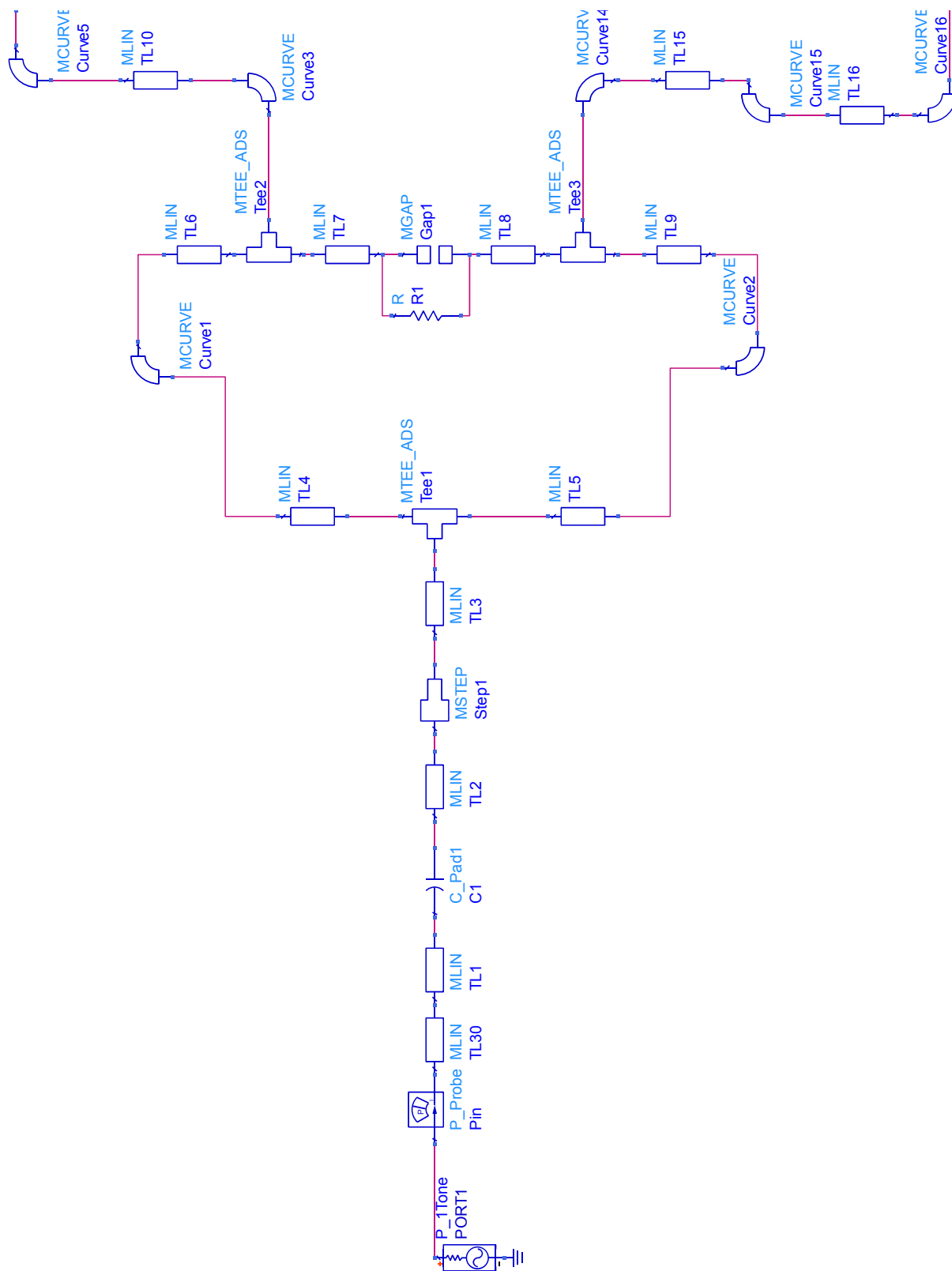


Figura 3.19. Esquemático do circuito de microfit feito no software *ADS*.

3.7.1 Casamento de impedância

Para que ocorra máxima transferência de potência, é necessário realizar um casamento de impedância entre a antena e o circuito retificador. Primeiro precisamos determinar a impedância de entrada do circuito, foi medido a impedância de entrada do circuito na faixa de potência de 12 dBm a 20 dBm, fixando a frequência em 2.4 GHz. A Figura 3.20 mostra o gráfico da impedância de entrada.

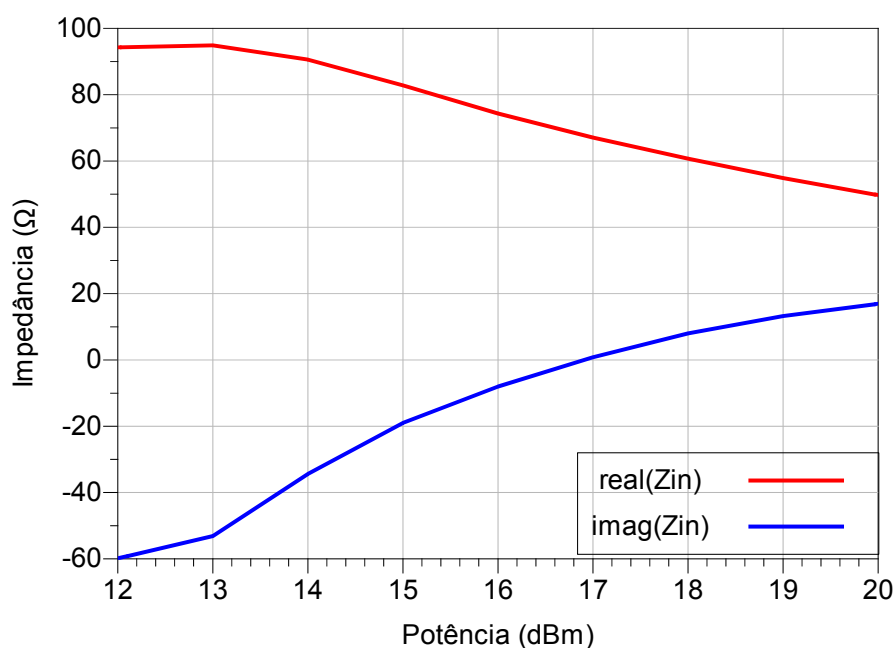


Figura 3.20. Impedância de entrada para a potência P_{in} 12 dBm a 20 dBm e frequência fixada em 2.4 GHz.

Para realizar o casamento de impedância foi feito uma otimização no circuito utilizando a ferramenta *Optim/Stat/DOE*. O circuito foi otimizado de modo a casar a impedância com a carga, onde o coeficiente de reflexão na frequência e a potência são mínimas, além de maximizar a eficiência do circuito. A Figura 3.21 mostra o coeficiente de reflexão na carta de *smith* na frequência e na potência após a otimização.

Foi visto nessa etapa que o circuito teve um perda da eficiência, isso se deve as perdas do material e do acréscimo do diodo Zener. A Figura 3.22 mostra a eficiência após essa

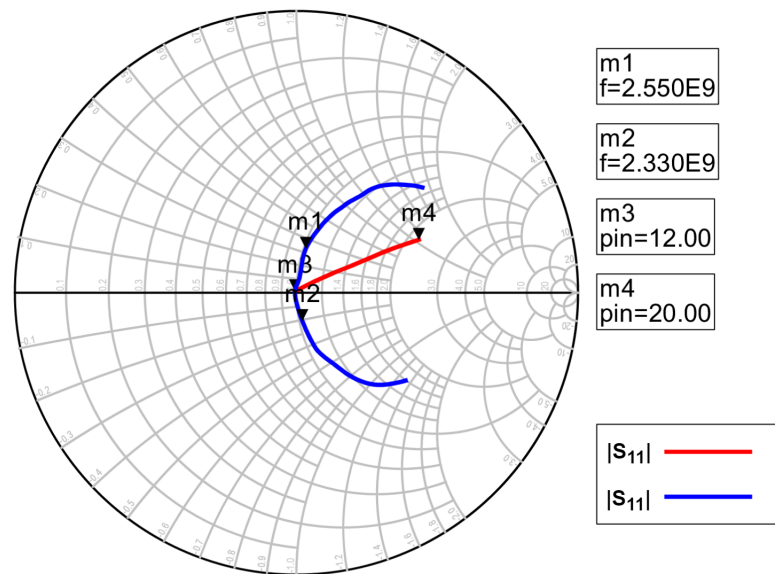


Figura 3.21. Carta de smith do circuito retificador. Em azul mostras as frequências de 2 GHz a 3 GHz e em vermelho mostra a faixa de potência de 12 dBm a 20 dBm.

etapa.

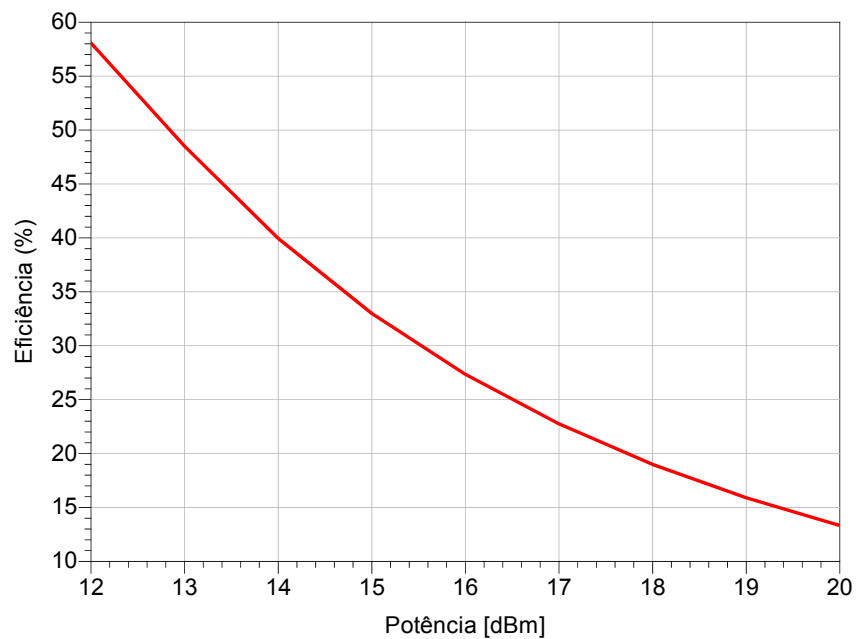


Figura 3.22. Eficiência do circuito microfita após o casamento de impedância.

3.8 *Layout* e Simulação eletromagnética

A simulação eletromagnética leva em conta todas as perdas que o circuito pode ter com radiações e acomplamentos parasíticos e perdas dielétricas. A simulação é feita utilizando o simulador eletromagnético planar do *ADS*, o *momentum*, que faz modelagem e cálculos eletromagnéticos utilizando o método dos momentos.

Foram feitos as simulações e otimizações, a fim de deixar o circuito com a maior eficiência possível. A Figura 3.23 mostra a eficiência que foi alcançada. A Figura 3.24 mostra a tensão, a Figura 3.25 mostra a corrente e a Figura 3.26 mostra a carta de *Smith*, já a Figura 3.27 mostra o *layout* final do circuito.

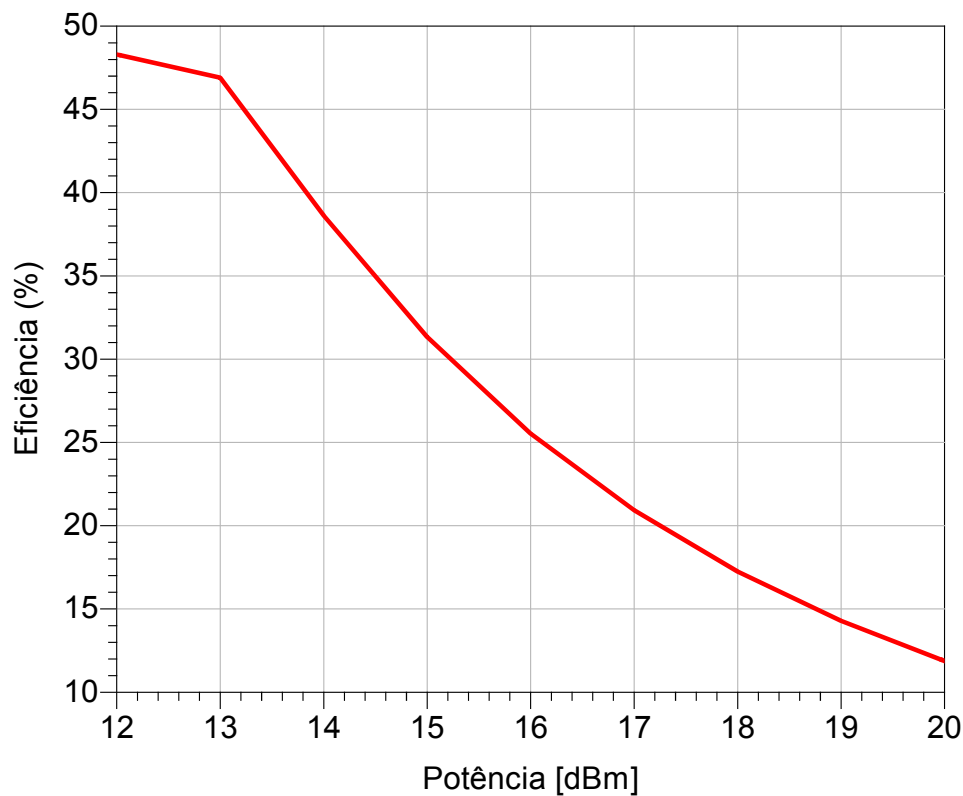


Figura 3.23. Eficiência alcançada após a simulação eletromagnética, a eficiência teve uma diminuição devido as perdas por radiações parasíticas e da trilha.

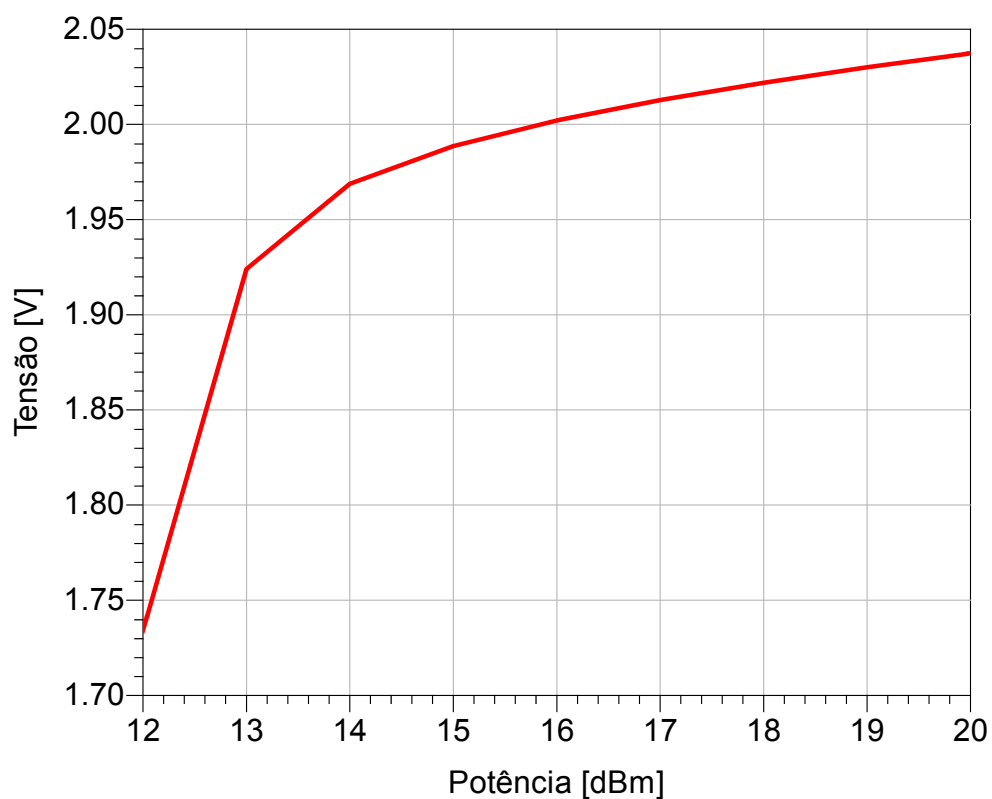


Figura 3.24. Tensão DC obtida do circuito eletromagnético para uma faixa de potência de entrada de 12 dBm a 20 dBm.

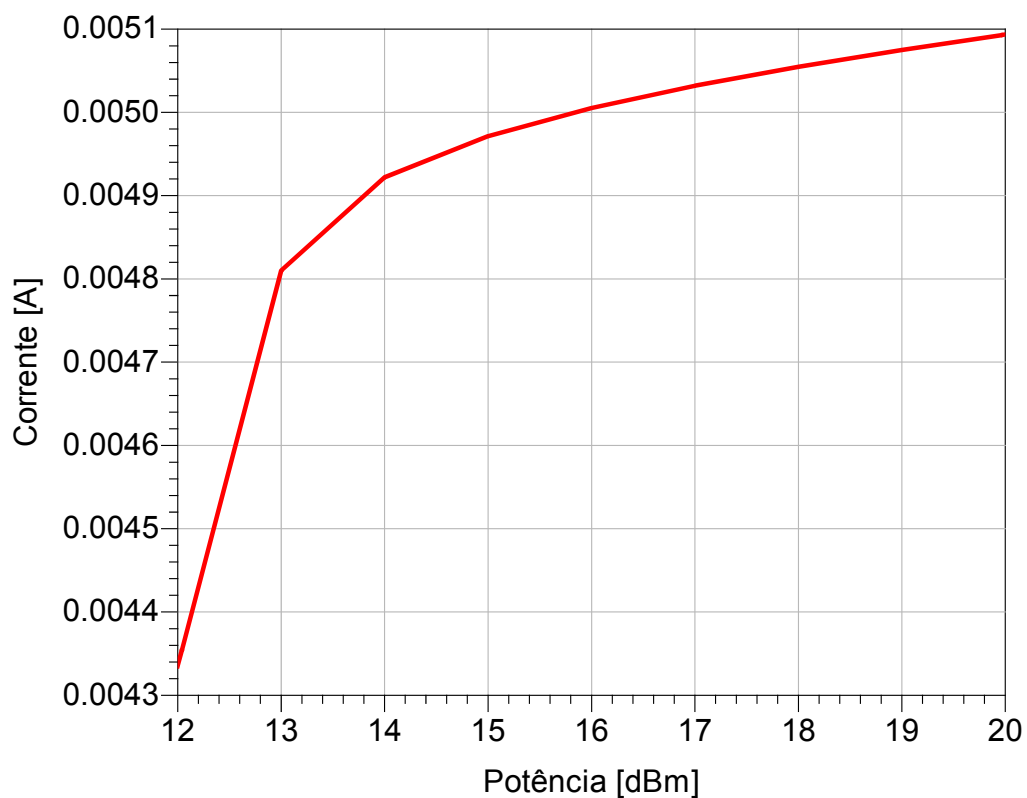


Figura 3.25. Corrente DC obtida do circuito eletromagnético para uma faixa de potência de entrada de 12 dBm a 20 dBm.

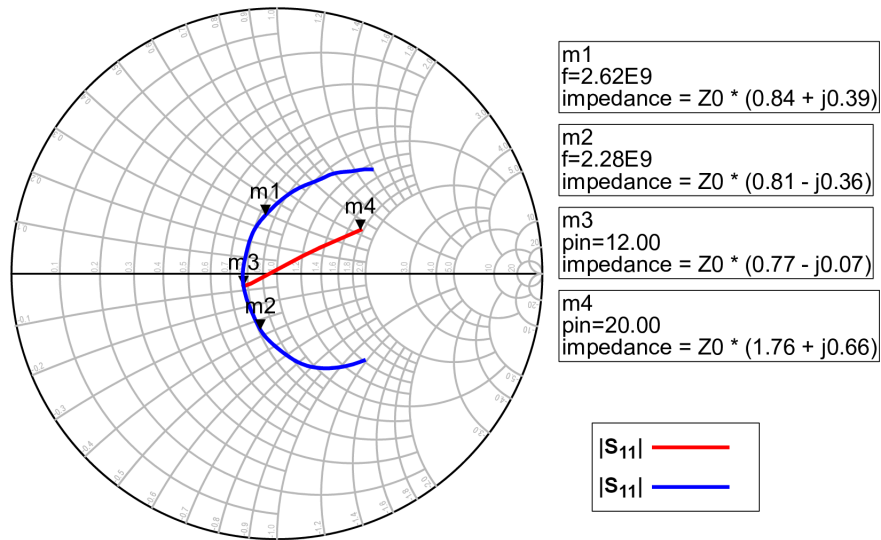


Figura 3.26. Carta de *Smith* após a simulação do circuito eletromagnético. Em azul mostra a carta para a faixa de frequência de 2 GHz a 3 GHz, já a em vermelho mostra a carta para a faixa de potência de entrada que varia de 12 dBm a 20 dBm.

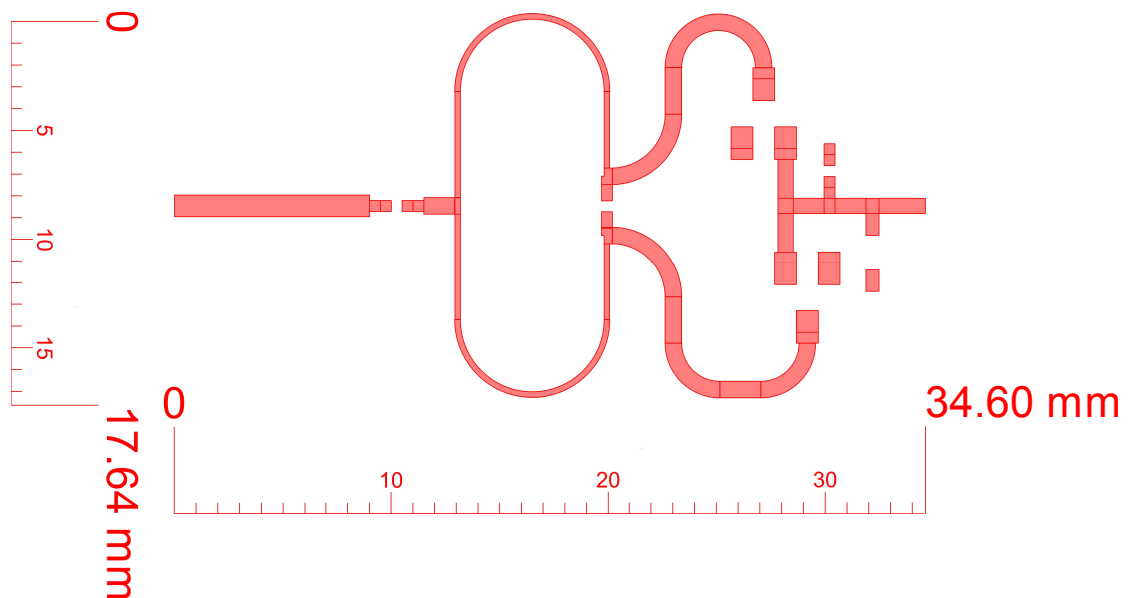


Figura 3.27. *Layout* final do circuito, feito no software *ADS*.

3.9 Projeto da Antena *Patch*

3.9.1 Design da antena

Antes de projetar a antena, é preciso definir alguns parâmetros como a frequência de operação e as dimensões iniciais. Começando pela frequência de ressonância que será de 2.4 GHz mesma frequência do transmissor. É preciso também definir a polarização da antena, que nesse caso seguindo o trabalho feito por [16] será polarização linear.

A escolha do tipo de antena utilizada no projeto foi baseado no critério de ser uma antena compacta e com boa eficiência. Diante disso foi escolhido uma antena quadrada de microfita. Entre suas principais características tem o fato de ser fácil de confeccionar e de baixo custo de produção, a possibilidade de redução de tamanho através de várias técnicas, o ajuste na largura de banda e na radiação.

Será utilizado parafusos de nylon m3 com espaçador de 6 mm para criar uma camada de ar, já que a altura melhora o ganho e uma camada parasítica, para melhorar a largura de banda. A Figura 3.28 mostra como será as camadas da antena.

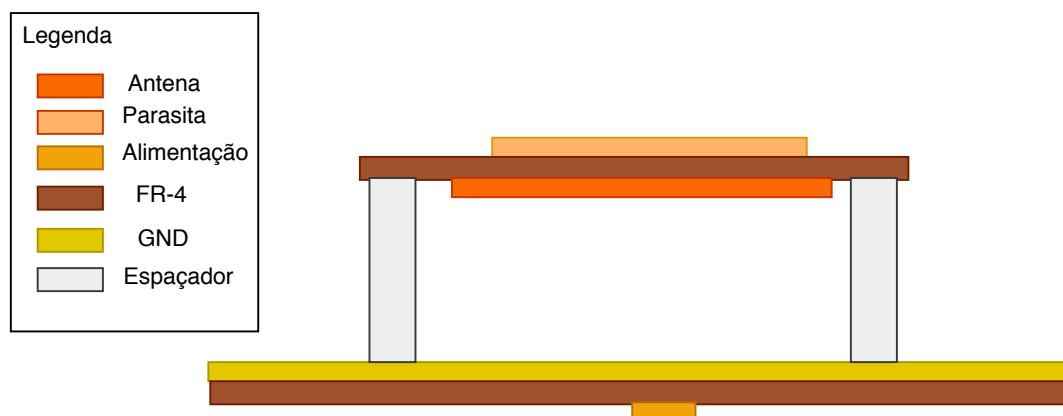


Figura 3.28. Vista lateral e configuração das multicamadas da antena, que terá um espaçador de 6 mm para aumentar o ganho da antena e um parasita para melhorar a largura de banda.

3.9.2 Simulação

Utilizando a ferramenta *LineCalc* do *ADS* foram feitos os calculos das dimensões iniciais da largura da antena e da linha de alimentação. A Tabela 3.3 mostra os valores iniciais.

Tabela 3.3. Valores iniciais da antena.

Camada	Material	Dimensão
Parasita	Cobre	34.1 mm x 34.1 mm
Substrato	FR-4	70.0 mm x 70.0 mm x 1.6 mm
Antena	Cobre	33.9 mm x 33.9 mm
Substrato	Ar	6.0 mm
GND/ Abertura	Ar/ cobre	110.0mm x 110.0 mm/ 16.9 mm x 1.7 mm
Substrato	FR-4	110.0 mm x 110.0 mm x 1.6 mm
Linha de alimentação/ <i>Stub</i>	Cobre	Linha/ 3.1 mm

Após obter as dimensões iniciais, foram realizadas as simulações no software *HFSS*. Foi colocado uma linha de transmissão de 1.5 mm para a soldagem do conector devido ao seu tamanho e com isso para melhorar o casamento da antena foi colocado um stub de quarto de onda, para melhorar o casamento de impedância. Após isso foi realizado otimizações. A Tabela 3.4 mostra as dimensões finais e as Figura 3.29 mostra as vistas da antena, mostrando a alimentação, fenda, parasítico, etc.

A largura de banda a -15 dB é de 250 MHz ou 10.4 %, mostrado na Figura 3.31, a frequência central é de 2.4 GHz. A Figura 3.32 mostra a Carta de *Smith* onde a faixa de frequência desejada está próximo ao centro da carta.

Tabela 3.4. Valores da antena após a otimização.

Camada	Material	Dimensão
Parasita	Cobre	38.5 mm x 38.5 mm
Substrato	FR-4	70.0 mm x 70.0 mm x 1.6 mm
Antena	Cobre	42.3 mm x 42.3 mm
Substrato	Ar	6.0 mm
GND/ Abertura	Ar/ cobre	110.0 mm x 110.0 mm/ 32.0 mm x 0.4 mm
Substrato	FR-4	110.0 mm x 110.0 mm x 1.6 mm
Linha de transmissão	Cobre	33.0 mm x 3.4 mm
Quarto de onda	Cobre	16 mm x 3 mm
Linha de alimentação	Cobre	5 mm x 1.5 mm

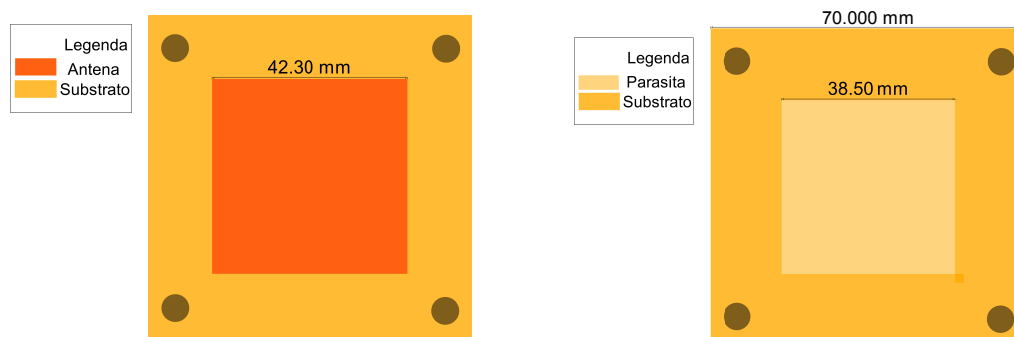
Foi feito a simulação de campo distante, a fim de analisar alguns parâmetros importantes como o ganho, a diretividade, a polarização entre outros. O ganho máximo da antena é de 8 dBi e a diretividade é de 8.8 dBi, essa diferença se dá pelo fato do material apresentar uma tangente de perdas alta. O ângulo de abertura de meia potência Θ_{3dB} , que a faixa onde se concentra metade da potência recebida ou transmitida pela antena, como visto na Figura 3.33 é de 48° .

Nas Figuras 3.34 e 3.35 mostra o padrão de radiação nos planos E e H e a polarização cruzada, mostrando que a antena tem polarização linear.



(a) Vista inferior placa simulada de baixo da antena.

(b) Vista superior da placa simulada de baixo da antena.



(c) Vista inferior da placa de cima da antena.

(d) Vista superior da placa simulada de cima da antena.

Figura 3.29. Vistas da antena simulada.

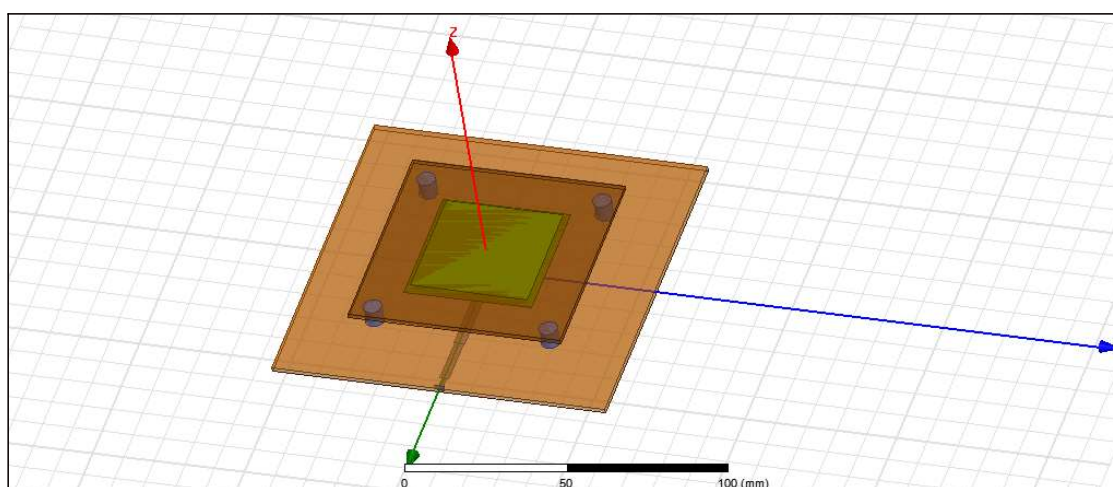


Figura 3.30. Vista isométrica da antena no software *HFSS*.

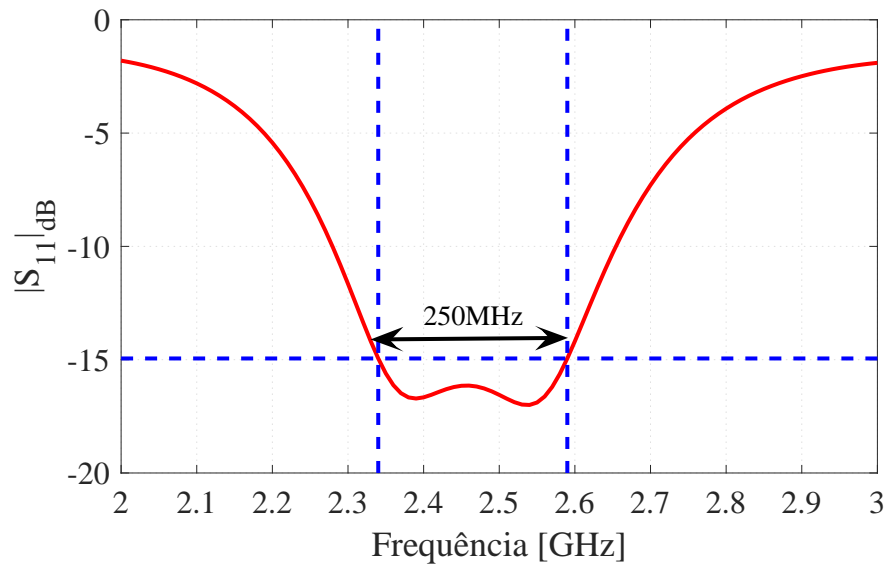


Figura 3.31. Gráfico do coeficiente de reflexão da antena após a otimização, onde a largura de banda da antena é de 10.41 % abaixo de -15 dB.

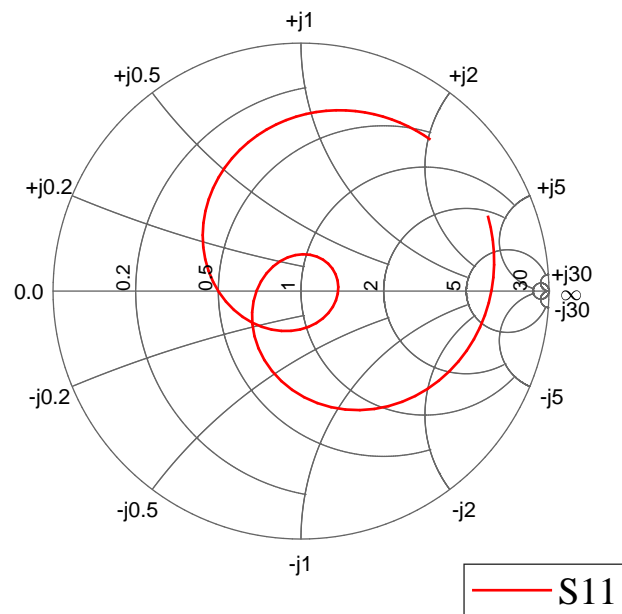


Figura 3.32. Parâmetro S_{11} simulado da antena após a otimização.

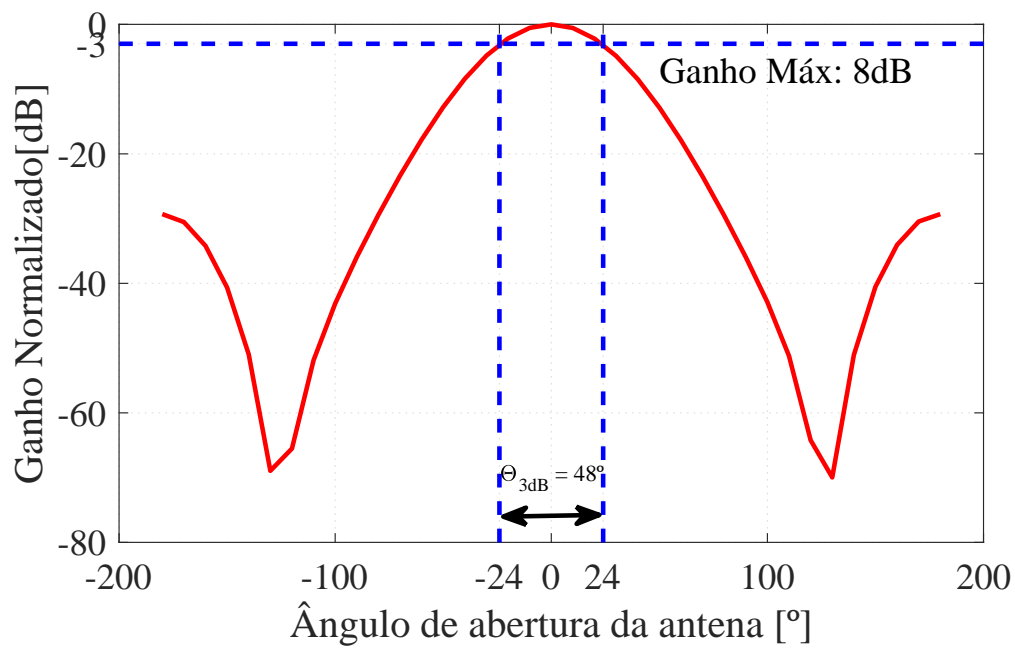


Figura 3.33. Padrão de radiação da antena em 2D, simulado ganha e diretividade, onde o ganho máximo da antena é de 8 dBi e a diretividade máxima de 8.8 dBi.

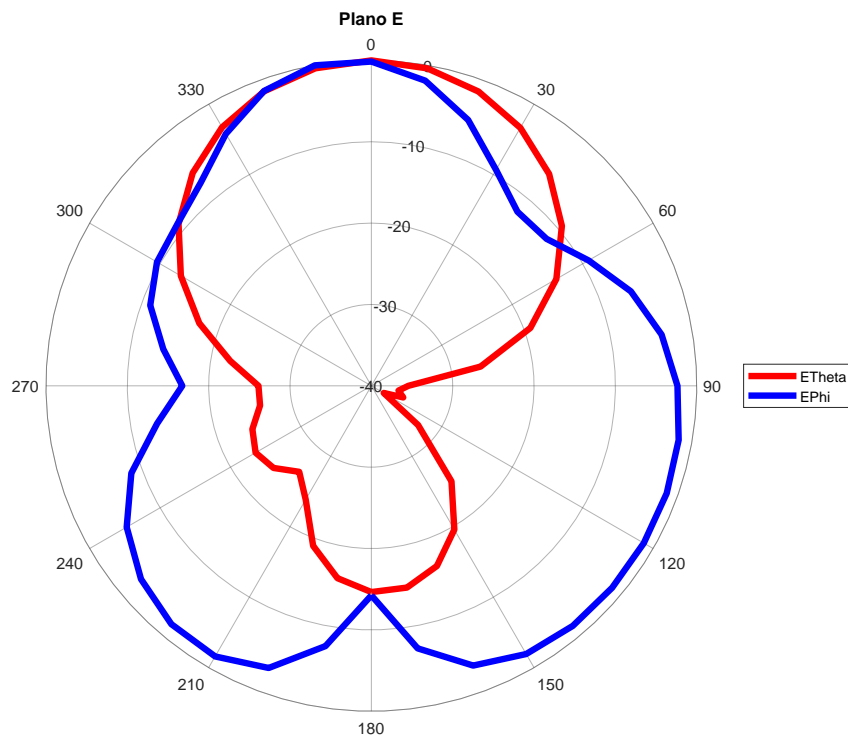


Figura 3.34. Diagrama de radiação do plano elétrico, onde em vermelho é a polarização principal e em azul a polarização cruzada.

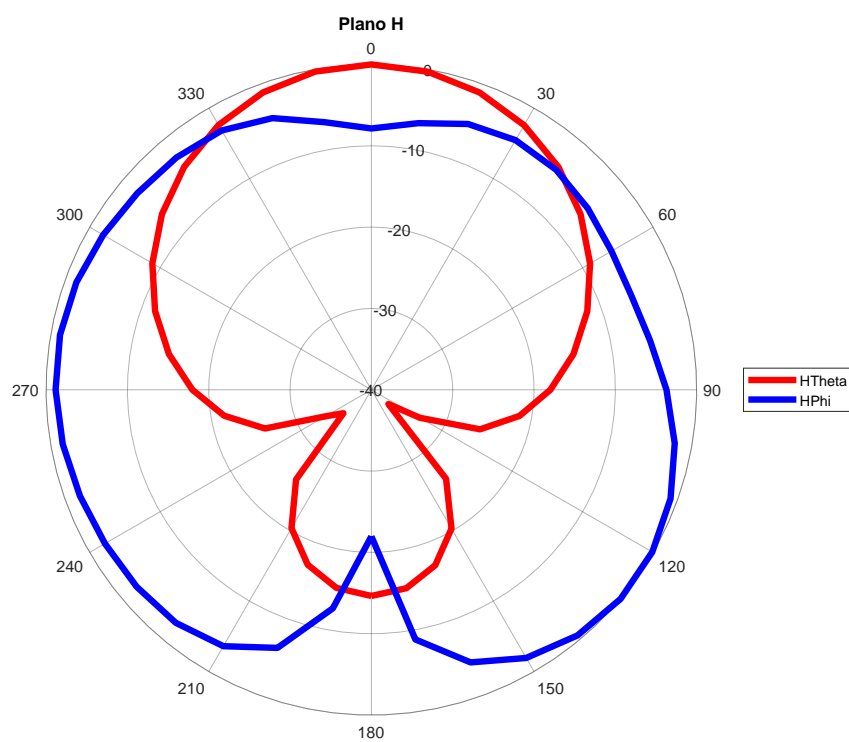


Figura 3.35. Diagrama de radiação do plano magnético, onde em vermelho é a polarização principal e em azul a polarização cruzada.

4 FABRICAÇÃO E MEDIÇÃO

4.1 Circuito Retificador

Foi utilizado o software *Altium*, que é voltado para *layouts* de circuitos impressos, para definir o tamanho da placa, as camadas, vias e as disposições dos componentes no circuito para a fabricação. A Figura 4.1 mostra como ficou o circuito antes da fabricação.

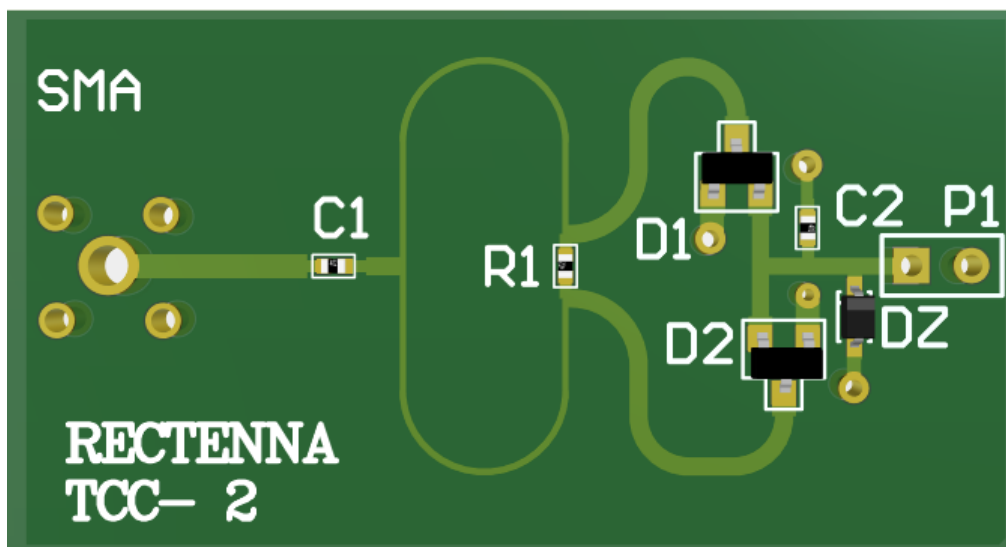


Figura 4.1. *Layout* do circuito com as disposições dos componentes no software *altium* antes da fabricação.

A fabricação do circuito foi feita utilizando o método de *Dry Film* e *Silk Screen* para fazer o acabamento do circuito. A Figura 4.2 mostra a vista frontal e a parte de trás do circuito.

Para a realização do cálculo de eficiência do protótipo, foi utilizado um Rádio Defi-

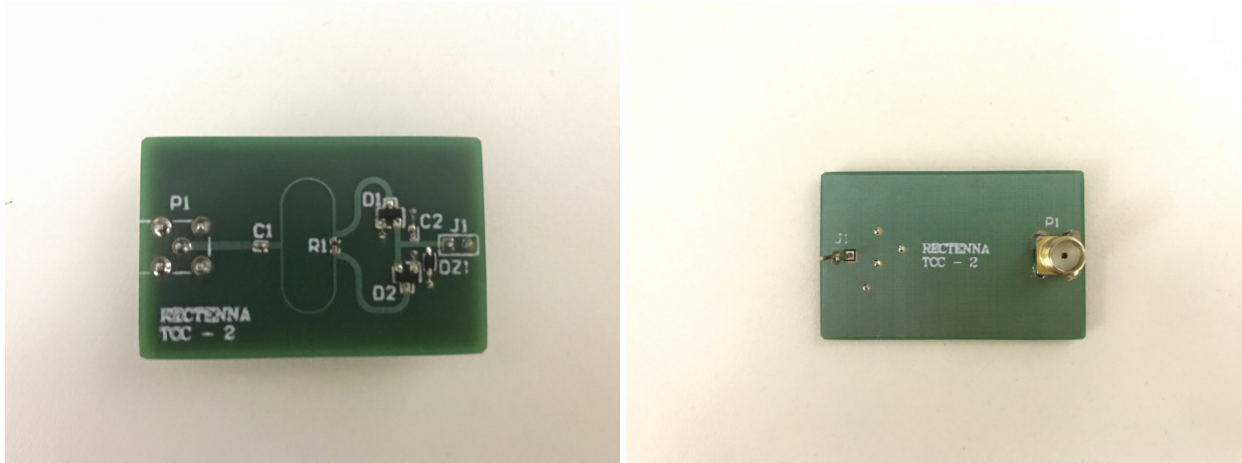


Figura 4.2. Imagem do lado esquerdo mostra a vista superior do circuito e do lado direito mostra a vista inferior.

nido por Software (RDS) como fonte de sinal a 2.4 GHz. Foi utilizado o GNU-RADIO um software de código aberto que fornece blocos de processamento de sinais para implementação em RDS. Segundo a folha de dados do fabricante, a USRP-NI2901 fornece uma potência máxima de 20 dBm, que está dentro da faixa de potência calculado que chega ao circuito e fornece a tensão e corrente desejada. A Figura 4.10 mostra a montagem da bancada para os testes.

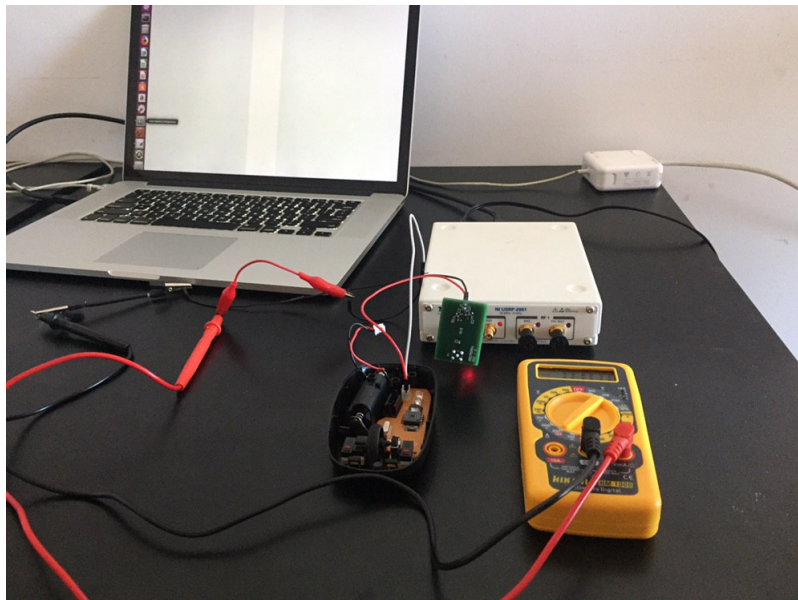


Figura 4.3. Montagem do circuit com a USRP para os testes de caracterização do circuito.

Foi medida a tensão gerada pelo circuito dado a potência de 20dBm emitida pelo RDS a 2.4 GHz, alimentando o *mouse*. A Figura 4.4 mostra a tensão no mouse e a Figura 4.5 mostra a corrente gerada.

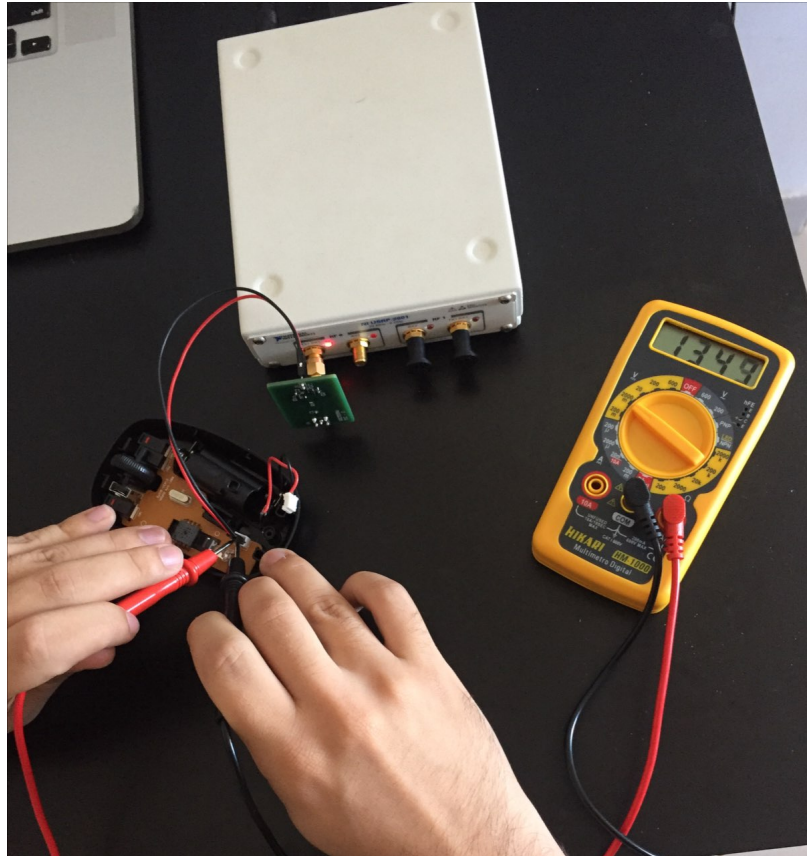


Figura 4.4. Tensão medida no *mouse* com uma potência de entrada no circuito retificador de 20 dBm.

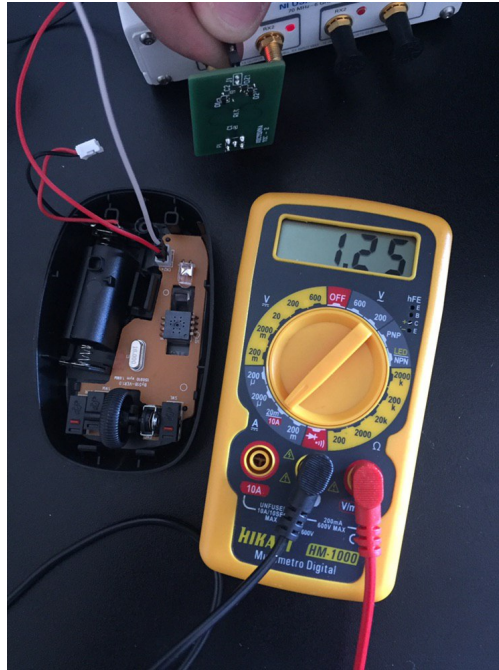


Figura 4.5. Corrente medida no *mouse* com a potência de entrada de 20 dBm.

Utilizando a equação 3.3 para o cálculo da potência que o *mouse* está recebendo, chegou-se ao valor de 4 mW ou aproximadamente 7 dBm, o que deu uma eficiência de aproximadamente 5 %. Foi verificada também a tensão do circuito sem carga, chegando ao valor de 1.83 V o que dá uma eficiência de conversão de 8%. Também foram feitos testes com um Diodo Emissor de Luz (LED) vermelho. A Figura 4.6 mostra o teste feito com o LED.

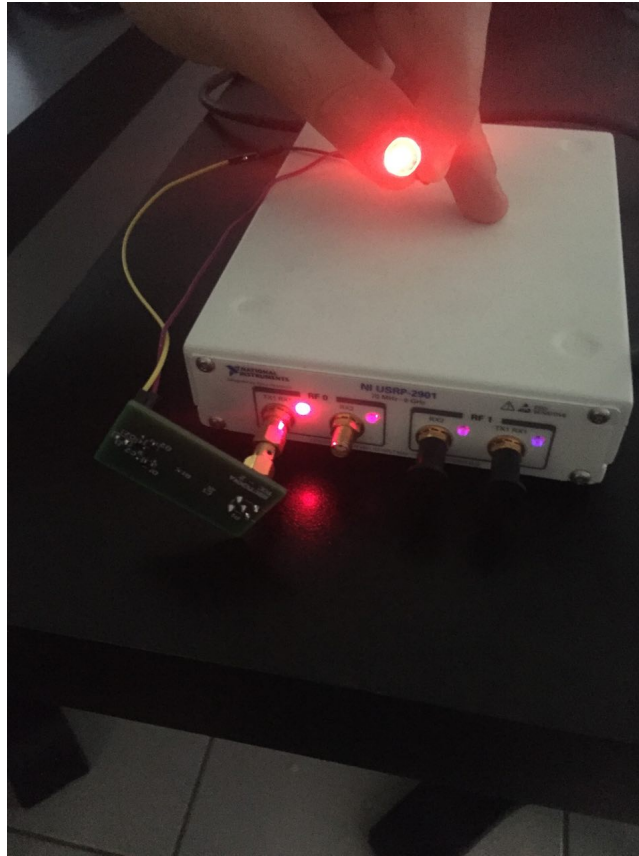


Figura 4.6. Teste realizado com um LED vermelho, ligando no circuito retificador e uma carga de $100\ \Omega$.

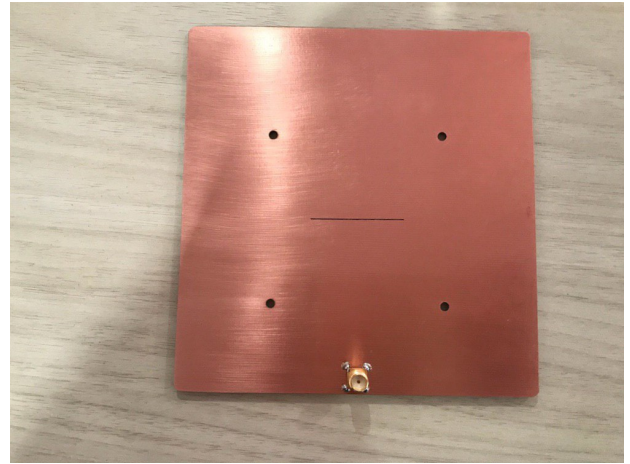
4.2 Antena

A antena foi fabricada utilizando o processo de *Dry film* e os furos foram feitos utilizando uma *Drímel*. A Figura 4.7 mostra as vistas da antena após a fabricação.

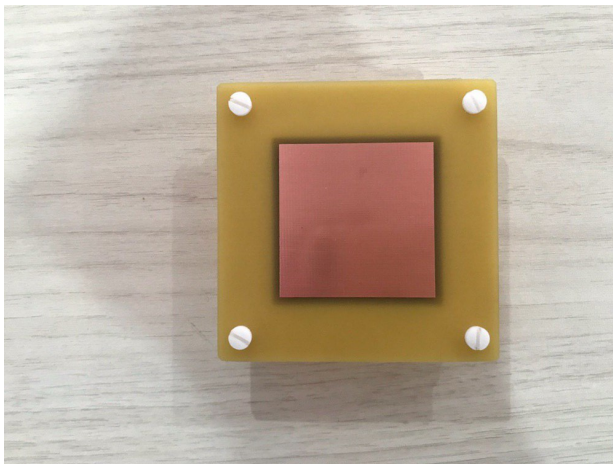
As antenas foram testadas e feita a medição do S_{11} e da carta de *Smith* utilizando um Analizador de Rede Vetorial (VNA). A Figura 4.8 mostra a antena sendo medida no VNA. O coeficiente de reflexão é de -7.13 dB, a faixa de frequência medida está está deslocada para uma frequência maior e o coeficiente de reflexão acima do esperado.



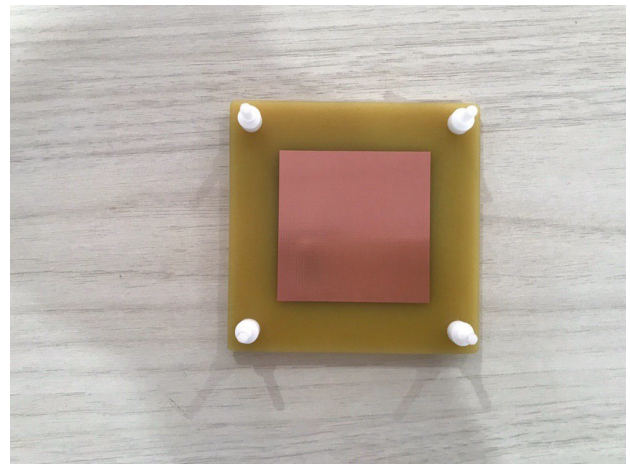
(a) Vista inferior placa de baixo da antena, mostrando a linha de alimentação.



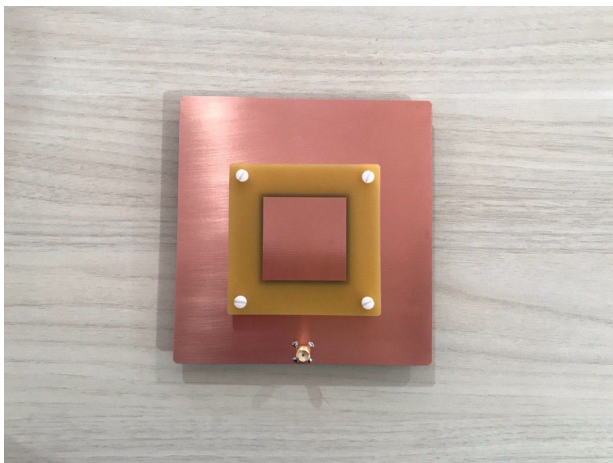
(b) Vista superior da placa de baixo da antena, mostrando o plano de terra e a fenda.



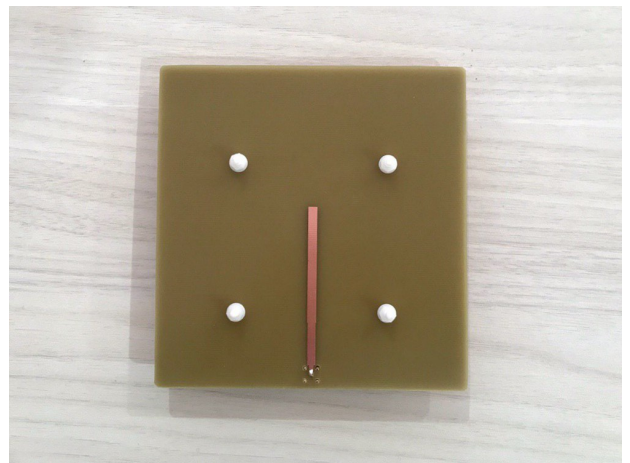
(c) Vista inferior da placa de cima da antena, mostrando a antena.



(d) Vista superior da placa de cima da antena, mostrando o elemento parasítico.



(e) Vista superior da antena completa.



(f) Vista inferior da antena completa.

Figura 4.7. Vistas da antena fabricada, a antena foi feita utilizando o processo de *Dry Film*.



Figura 4.8. Montagem da antena com o VNA para caracterização da antena, onde serão extraídos o S11.

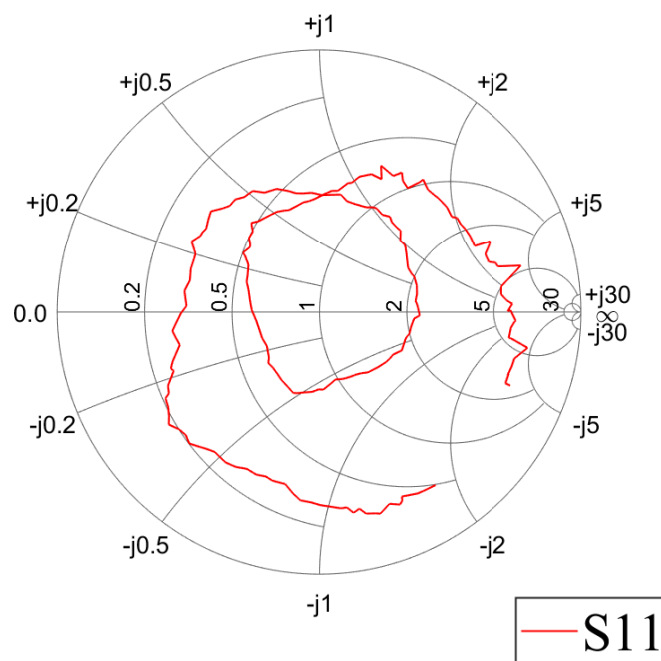


Figura 4.9. S11 medido com o VNA, nota-se que a bucla aumentou em comparação com o valor simulado.

4.3 Rectenna

Após ser feita a caracterização dos componentes serapados, foram feitos os teste com o protótipo completo. Devido a falta de uma câmara anecoica, os testes foram feitos

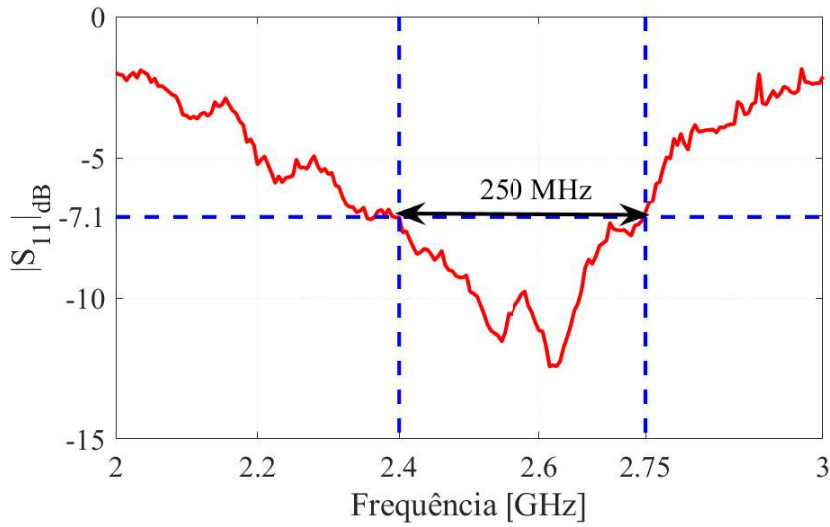


Figura 4.10. Coeficiente de reflexão medido. O valor ficou acima do simulado para a faixa de frequências considerada, sendo que o ponto de mínimo se deu próximo à frequência de 2.6 GHz.

utilizando a USRP como gerador de função e uma antena de 2.4 GHz entre a fonte e o circuito alimentando o mouse, como proposto no trabalho, os testes foram feitos a uma distância de 30 cm, de 20 cm e de 10 cm e com as antenas próximas uma da outra. A Figura 4.11 mostra o protótipo da *rectenna* completa e a Figura 4.13 mostra como foi montado a bancada para testes de eficiência há uma distância de 30 cm.

O fato de ter sido utilizada uma antena de polarização circular para caracterizar a *rectenna* gerou uma perda de metade da potência que chega ao receptor. Utilizando a Eq. 3.1 podemos estimar a potência que chega ao receptor e calcular sua eficiência de conversão de energia. Após montado, foram feitos os testes e foram medidos com um multímetro os valores de tensão que o circuito estava alimentando o *mouse*. A Tabela 4.1 mostra os valores de tensão DC que o circuito gerado, a potência que chega ao circuito, distância e eficiência.

A Figura mostra o gráfico da distância entre a *rectenna* e o transmissor em função da potência convertida em DC pelo circuito.

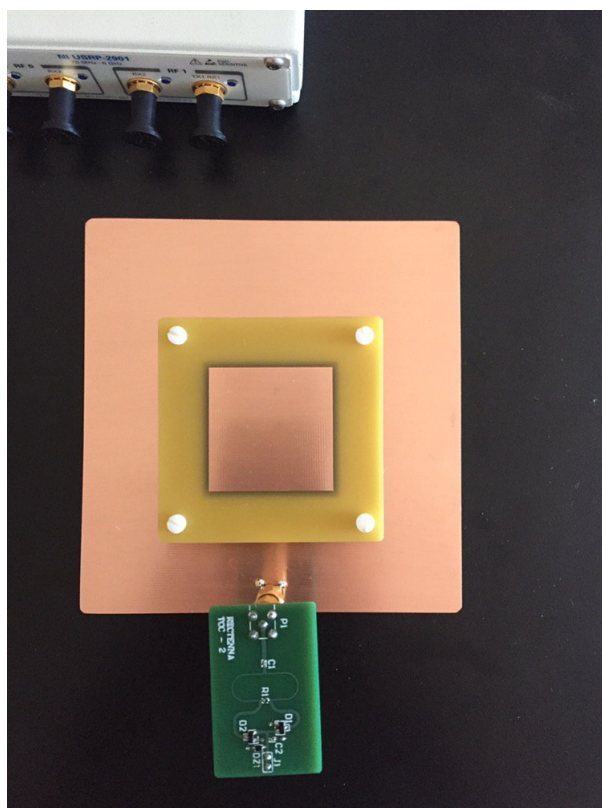


Figura 4.11. Protótipo completo para os testes de caracterização.



Figura 4.12. Montagem do circuito para testes a uma distância de 30 cm.

Tabela 4.1. Valores dos testes de eficiência com distâncias variadas em função da potência entregue ao circuito.

Distância [cm]	Potência Recebida [dBm]	Tensão medida [mV]	Potência DC [dBm]	Eficiência (%)
0	20.0	843	2.0	1.8
10	14.8	464	-2.5	1.4
20	9.5	256	-7.9	1.7
30	6.0	132	-14.0	0.9

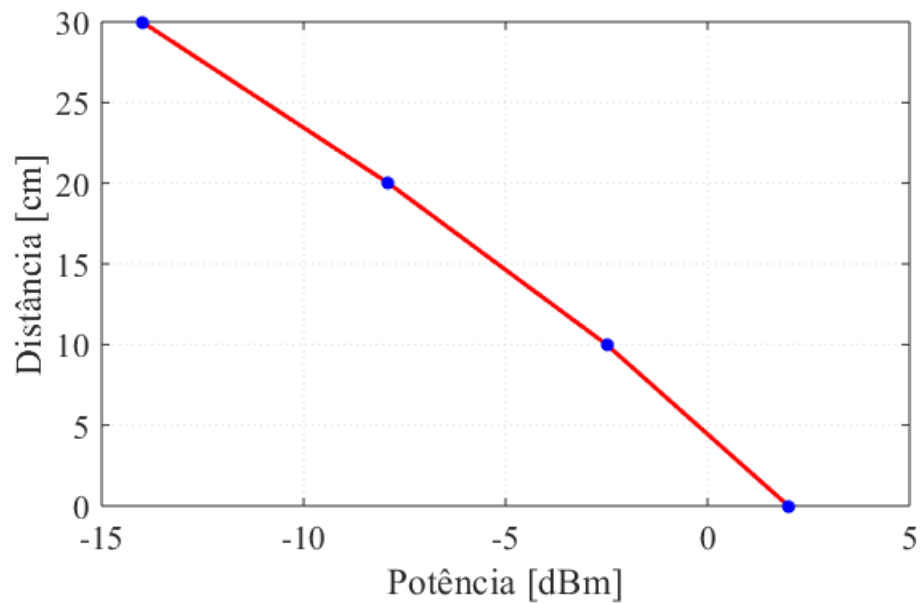


Figura 4.13. Gráfico da distância em que a *rectenna* capta energia do transmissor em função da potência convertida em DC pelo circuito. Conforme a distância aumenta, o circuito capta e converte menos energia, diminuindo a eficiência.

5 CONCLUSÃO

Neste trabalho foi proposto uma *rectenna* capaz de alimentar um *mouse* utilizando uma configuração de diodos em paralelo. Devido às limitações de equipamentos disponíveis, não foi possível caracterizar com precisão os resultados obtidos. A antena teve um coeficiente de reflexão acima do esperado, o que ocorreu devido as imperfeições do processo de fabricação e também da transição entre o conector e a antena.

No circuito retificador verificou-se que para uma potência de cerca de 20 dBm a eficiência do circuito foi de 5 % com a carga e de 8 % sem carga. Quanto aos valores simulados nessa potência, a eficiência é de cerca de 10 %. Note que não houve energia suficiente para que o *mouse* fosse ligado, devido ao fato do resistor do divisor de potência consumir uma parcela da corrente. Além disso, foi verificado que a adição do diodo Zener também contribuiu para a redução da eficiência. Outra possível causa de menor eficiência a ser investigada, são os erros de fabricação e a transição do conector, além das perdas do substrato.

Outro aspecto relevante a considerar é o fato de que a fonte disponível é a USRP, que gera uma potência de 20 dBm, mas não foi possível ajustar a saída de potência para calcular a eficiência a cada passo. Só foi possível medir na potência máxima de 20 dBm, sendo que para conseguir alimentar o *mouse* seria necessária uma fonte que emitisse uma energia maior, de até 1 W ou 30 dBm, que é o valor máximo permitido pela *Anatel*.

6 TRABALHOS FUTUROS

Apesar dessa tecnologia ser da década de 60, ainda existem muitos trabalhos a serem feitos. Alguns exemplos incluem a aplicação em sistemas de painéis solares e aplicações para carregamento de dispositivos eletrônicos, como proposto o nesse trabalho.

Para continuidade desse trabalho podem ser realizados:

- O desenvolvimento e fabricação do circuito transmissor;
- O aumento a eficiência do circuito retificador, por meio da mudança da configuração do circuito;
- A redução do tamanho da antena;
- A modelagem matemática da eficiência do circuito.

Referências Bibliográficas

- [1] Vincenzo Cirimele, Michela Diana, Fabio Freschi, e Massimo Mitolo. Inductive power transfer for automotive applications: State-of-the-art and future trends. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 54(5):4069–4079, 2018.
- [2] Andre Kurs, Aristeidis Karalis, Robert Moffatt, John D Joannopoulos, Peter Fisher, e Marin Soljačić. Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances. *science*, 317(5834):83–86, 2007.
- [3] Leopold Summerer e Oisin Purcell. Concepts for wireless energy transmission via laser. *Europeans Space Agency (ESA)-Advanced Concepts Team*, 2009.
- [4] David M Pozar. *Microwave engineering*. John Wiley & Sons, 2009.
- [5] E. L. Chuma. *Desenvolvimento de uma rectenna compacta com circuito de conversão de energia integrado*. Dissertação de mestrado, Universidade Estadual de Campinas, 2017.
- [6] CA Balanis. Teoria das antenas: análise e síntese, vol. i, 3ªedil’ao. *LTC, Rio de Janeiro*, 2005.
- [7] S. Shin, J. Shin, B. Song, S. Lee, Y. Kim, G. Jung, e S. Jeon. Wireless power transfer system for high power application and a method of segmentation. In *2013 IEEE Wireless Power Transfer (WPT)*, pages 76–78, May 2013.

- [8] J. L. Li. Wireless power transmission: State-of-the-arts in technologies and potential applications (invited paper). In *Asia-Pacific Microwave Conference 2011*, pages 86–89, Dec 2011.
- [9] M. Venkateswara Reddy, K. Sai Hemanth, e CH. Venkat Mohan . Microwave power transmission a next generation power transmission system. pages 24–28, Feb 2013.
- [10] Nikola Tesla. Apparatus for transmission of electrical energy., May 15 1900. US Patent 649,621.
- [11] N. Shinohara. Wireless power transmission for solar power satellite (spssecond draft). 2006.
- [12] A. Tomar e S. Gupta. Wireless power transmission: Applications and components. *International Journal of Engineering*, 1(5):1–8, 2012.
- [13] Hiroki Shoki. Issues and initiatives for practical use of wireless power transmission technologies in japan. In *2011 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications*, pages 87–90. IEEE, 2011.
- [14] Wireless Power Consortium (WPC). About the wpc, 2019. Disponível em: <https://www.wirelesspowerconsortium.com/about/about-wpc>. Último acesso: 11/12/2019.
- [15] Matteo Leonardi, Elie M Pitchon, Arnaud Bertsch, Philippe Renaud, e Andre Mermoud. Wireless contact lens sensor for intraocular pressure monitoring: assessment on enucleated pig eyes. *Acta ophthalmologica*, 87(4):433–437, 2009.
- [16] Násser Yousef Santana Ali. *Antena autoressonante alimentada por DC*. PhD thesis, Universidade de Brasilia, 2018.

- [17] RW Porto, VJ Brusamarello, I Muller, FR Sousa, e R Azambuja. Design and optimization of a power inductive link. In *2014 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC) Proceedings*, pages 648–653. IEEE, 2014.
- [18] M. Hutin e M. Leblanc. Transformer system for eletronic railways. Patente Número 527,857, 23 de outubro de 1894. Washington, DC, Estados Unidos.
- [19] Naoki Shinohara. *Wireless power transfer via radiowaves*. Wiley Online Library, 2014.
- [20] Wireless Power Consortium (WPC). Tipping point for qi adoption, 2019. Disponível em: <https://www.wirelesspowerconsortium.com/blog/245/tipping-point-for-qi-adoption>. Último acesso: 05/09/2019.
- [21] W. C. Brown. The history of power transmission by radio waves. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 32(9):1230–1242, September 1984.
- [22] D. Gil Belo. *Otimização de sistemas de transmissão de energia sem fios*. Dissertação de mestrado, Universidade de Aveiro, 2014.
- [23] Peter E Glaser. Power from the sun: Its future. *Science*, 162(3856):857–861, 1968.
- [24] Guilherme Wiering de Resende Sousa. *ESTUDO DE INSTALAÇÃO DE SISTEMA FOTOVOLTAICO EM EDIFICAÇÕES DE PEQUENO PORTE*. PhD thesis, Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2018.
- [25] Gianfranco Andia Vera, Apostolos Georgiadis, Ana Collado, e S Via. Design of a 2.45 ghz rectenna for electromagnetic (em) energy scavenging. *2010 IEEE Radio and Wireless Symposium, RWW 2010 - Paper Digest*, pages 61 – 64, 02 2010.

- [26] A. Eid, J. Hester, A. Nauroze, T. . Lin, J. Costantine, Y. Tawk, A. H. Ramadan, e M. Tentzeris. A flexible compact rectenna for 2.40ghz ism energy harvesting applications. pages 1887–1888, July 2018.
- [27] Y. Cao, W. Hong, L. Deng, S. Li, e L. Yin. A 2.4ghz circular polarization rectenna with harmonic suppression for microwave power transmission. pages 359–363, Dec 2016.
- [28] H. Takhedmit, B. Merabet, L. Cirio, B. Allard, F. Costa, C. Vollaie, e O. Picon. A 2.45-ghz low cost and efficient rectenna. In *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation*, pages 1–5, April 2010.
- [29] M. Roberg, T. Reveyrand, I. Ramos, E. A. Falkenstein, e Z. Popovic. High-efficiency harmonically terminated diode and transistor rectifiers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 60(12):4043–4052, Dec 2012.
- [30] Frank Steinsiek. Wireless power transmission experiment as an early contribution to planetary exploration missions. In *54th International Astronautical Congress of the International Astronautical Federation, the International Academy of Astronautics, and the International Institute of Space Law*, pages R–3, 2003.
- [31] Simon M Sze e Kwok K Ng. *Physics of semiconductor devices*. John wiley & sons, 2006.
- [32] Christopher R Valenta e Gregory D Durgin. Harvesting wireless power: Survey of energy-harvester conversion efficiency in far-field, wireless power transfer systems. *IEEE Microwave Magazine*, 15(4):108–120, 2014.
- [33] Issam Chaour, Ahmed Fakhfakh, e Olfa Kanoun. Enhanced passive rf-dc converter circuit efficiency for low rf energy harvesting. *Sensors*, 17(3):546, 2017.

- [34] Adel S Sedra, Dean Emeritus Adel S Sedra, Kenneth Carless Smith, e Kenneth C Smith. *Microelectronic circuits*. New York: Oxford University Press, 1998.
- [35] Constantine A Balanis. *Teoria Das Antenas: Análise E Síntese. Volume 2* . Grupo Gen-LTC, 2000.
- [36] John L Volakis e R Johnson. Antenna engineering handbook, 2007, 1755.
- [37] Harald T Friis. A note on a simple transmission formula. *Proceedings of the IRE*, 34(5):254–256, 1946.